LE HAUT-PARLEUR

N° 1710
NOVEMBRE
1984
LIXe ANNÉE

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS



HIFI
COMPACT-DISC: POLYGRAM A HANOVRE

MICRO-INFORMATIQUE
COMMENT CHOISIR UN MICRO ORDINATEUR

TÉLÉMATIQUE
LE MINITEL 10

RÉALISATIONS
UN MICRO H.F.
UN INDICATEUR D'APPELS TÉLÉPHONIQUES

Vidéo Actualité
LE MAGNÉTOSCOPE VHS GRUNDIG VS 200

AMPLIFICATEUR A11 NEC

BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $
SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN
ESPAGNE : 300 PTAS

AT-S 3L 3 gammes d'ondes, 16 stations préréglables, très haute sélectivité (dans la bande FM en particulier) avec affichage digital à 5 chiffres.

Akaï et les "branchés" de la FM

LES RADIOS locales prolifèrent. On en parle beaucoup et elles s'expriment partout. Chacune a ses fans, sa spécificité, son style. Chacune a sa fréquence. Et c'est là que le bât blesse : comme il y a pléthore de radios, il y a pléthore de fréquences, avec risques d'embouteillages sur les ondes...

A moins de posséder le tuner de la situation. Un tuner hyper sélectif, hyper sensible et qui tient compte de ces risques. Pour les "branchés" de la FM et les inconditionnels de la radio libre, Akaï présente des tuners qui font rêver.

Examinons, par exemple, le AT-S3L. Il vous permet de réaliser l'accord parfait avec vos fréquences favorites (il en mémorise 16). Vous disposez, en effet, d'un affichage digital des fréquences, un affichage à 5 chiffres qui permet de vous caler sur des émissions très faibles ou entre deux fréquences qui se touchent... sans risquer d'interférences.

Une mémoire d'éléphant, une précision d'horloger... tout cela est quasiment magique ! Mais pour Akaï c'est simplement normal.

C'est de la technologie de pointe où cette marque se place en tête et depuis des années. Rien n'est en trop et tout y est. C'est curieux comme il y a des moments où, bien branchés, on se sent moins seuls...

Toutes informations concernant les tuners Akaï vous seront données en vous adressant à Akaï-France, 46 à 52 rue Arago 92800 Puteaux. Tél. (1) 776.42.00.



Saint-Paul & Associés

SOMMAIRE



7 BONNES RAISONS de commander aujourd'hui même "Comment Réaliser et Réparer tous les Montages Électroniques"

POUR LES MORDUS DE L'ÉLECTRONIQUE, UN OUVRAGE BRANCHÉ... SUR LA BONNE FRÉQUENCE !

NOUVEAU !
inédit en français

1 **Première raison :** c'est un ouvrage **complet.**
Il vous informe de façon claire et systématique sur tout ce qui touche à votre "hobby", de A comme amplificateur à Z comme Zener.

2 **Deuxième raison :** c'est un ouvrage **fiable.**
Du gadget électronique de base aux réalisations les plus sophistiquées, ça marche, parce que tous les montages sont testés avant parution. Les vrais amateurs savent ce que cela veut dire !

3 **Troisième raison :** c'est un ouvrage **évolutif.**
Grâce au service automatique de mise à jour, vous êtes toujours à la pointe de l'actualité dans tous les domaines qui vous intéressent.

4 **Quatrième raison :** c'est un ouvrage **pratique.**
Le système des feuillets mobiles facilite évidemment la mise à jour.

5 **Cinquième raison :** c'est un ouvrage **solide.**
Présenté dans un épais classeur à couverture pelliculée, votre ouvrage supporte sans faiblir toutes les manipulations.

6 **Sixième raison :** c'est un ouvrage **objectif.**
Indépendant de tout fabricant, votre guide se distingue par la qualité de ses sources d'informations et ses nombreux tableaux d'équivalences et de caractéristiques.

7 **Septième raison :** c'est un ouvrage **économique.**
Grâce à notre offre spéciale de lancement, vous pouvez acquérir aujourd'hui "Comment réaliser et réparer tous les montages électroniques" à un prix exceptionnel.

Un ouvrage à feuillets mobiles régulièrement actualisé. Plus de 300 pages format 21 x 29,7 cm.

BON DE COMMANDE
à renvoyer accompagné de votre règlement à :
FRANCE : Editions Weka, 12 cour Saint-Eloi, 75012 Paris
SUISSE : Editions Weka, Flüelastrasse 47, Zürich

☐ **OUI,** je désire recevoir votre ouvrage à feuillets mobiles "Comment réaliser et réparer tous les montages électroniques" au prix de lancement de 350 FF* pour la France ou 92 sfr* pour la Suisse.

- Je joins mon règlement de ______________ FF ou sfr.
- J'ai bien noté que je recevrai automatiquement les mises à jour trimestrielles aux conditons suivantes :
  - pour la France : 150 FF* la mise à jour de 120 pages,
  - pour la Suisse : –.45 sfr* la page.

Je pourrai interrompre ce service par simple courrier.

NOM: ______________ Prénom: ______________

Adresse: ______________

______________ Tél.: ______________

Date: ______________ Signature:

* Prix TTC au 15.11.84 susceptibles de modifications ultérieures.

LPH

Editions WEKA FRANCE : 12, cour Saint-Eloi. 75012 Paris. Tél. (1) 307.60.50
Editions WEKA SUISSE : Flüelastrasse 47, Zürich. Tél. 01/493.13.66

LES TRANSMISSIONS PAR FIBRES OPTIQUES

(seconde partie et fin)

Le premier volet de ce dossier nous a conduit à l'étude des fibres optiques tant à travers l'aspect théorique du problème (guidage d'un rayonnement lumineux), qu'à travers ses manifestations plus pratiques : différents types de fibres, méthodes de fabrication, procédés d'interconnexion (voir « Le Haut-Parleur » n° 1709).

Les fibres, ou leurs groupements en faisceaux, constituent les véhicules du rayonnement porteur d'information. La chaîne complète nécessite, en amont, des dispositifs émetteurs de lumière modulée et, en aval, des récepteurs. Ces deux points forment la partie technique de l'article qui suit. Ils sont complétés par quelques perspectives commerciales.

A – Les émetteurs pour transmissions par fibres optiques

Les sources de lumière destinées à injecter un rayonnement dans un guide optique doivent satisfaire à nombre d'exigences spécifiques à cette application, parmi lesquelles nous relèverons principalement :

- des dimensions réduites, puisque nous avons vu que le diamètre du cœur d'une fibre peut varier de quelques micromètres à quelques dizaines de micromètres au maximum ;
- un bon rendement dans la conversion de la puissance électrique consommée à la puissance lumineuse transmise au guide ;
- des longueurs d'onde correspondant à celles qui, au sein de la fibre, subissent les plus faibles atténuations ;
- une largeur spectrale autorisant la plus large bande possible ; cette exigence conduit à tenir compte de la cohérence temporelle du rayonnement émis ;
- une modulation facile, et si possible par action directe sur la source ;
- une fiabilité élevée, éliminant ou réduisant à l'extrême les servitudes de maintenance ;
- une grande facilité de construction, jointe à de faibles prix de revient. Ces deux qualités conditionnent le développement industriel d'une technique qui, autrement, ne quitterait pas le domaine du laboratoire.

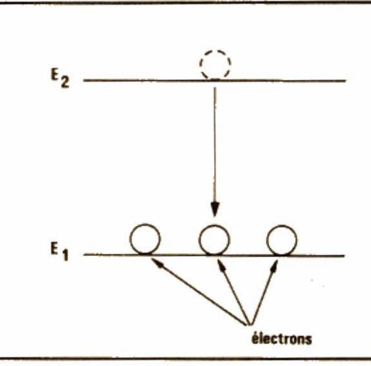
Pratiquement, et en l'état actuel des connaissances, deux types d'émetteurs seulement répondent à ce cahier des charges : les diodes électroluminescentes, et certains lasers à semi-conducteurs. Les propriétés de cohérence, qui distinguent essentiellement ces deux catégories de sources nous amènent à nous intéresser d'abord au mécanisme d'émission de la lumière.

Les mécanismes d'émission de la lumière

Dans des atomes isolés les uns des autres (ceux d'un gaz par exemple, où les distances interatomiques sont beaucoup plus grandes que les dimensions de chaque atome), les électrons ne peuvent occuper que certains niveaux d'énergie discrets, et bien déterminés.

Dans ce cas, lorsqu'un électron subit une transition l'amenant du niveau d'énergie E_2 à un niveau d'énergie inférieure E_1, il émet un « grain de lumière », ou **photon** (le terme « lumière » reçoit ici sa signification la plus étendue, et ne se limite pas au domaine perceptible par l'œil). Chaque photon peut être assimilé à un paquet d'ondes lumineuses de fréquence ν, donnée par la relation :

$$\nu = \frac{E_2 - E_1}{h}$$



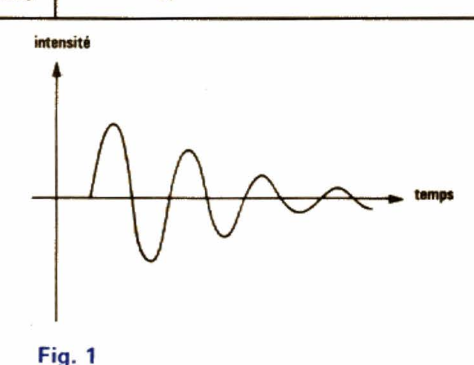


Fig. 1

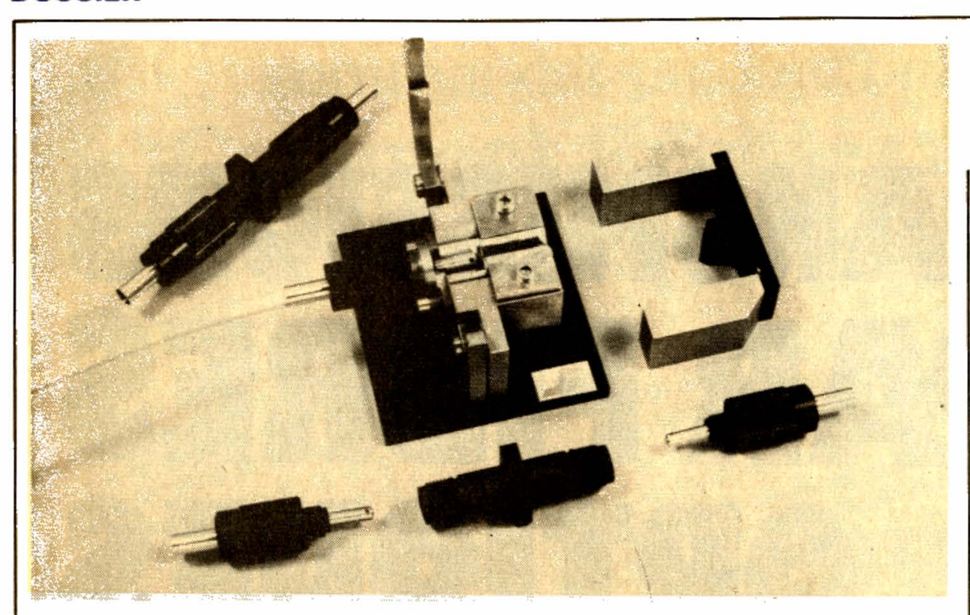


Photo A. – Connecteur pour fibres optiques (doc. Souriau).

où **h**, constante de Planck, a pour valeur :
$h = 6,626 . 10^{-34}$ J.s

La figure 1 illustre schématiquement ce mécanisme de l'émission de lumière, dit « émission spontanée ». La durée du train d'onde associé à une transition électronique est de l'ordre de la nanoseconde (10^{-9} s).

Lorsqu'une source de lumière fonctionne en émission spontanée, les photons émis par ses différents atomes le sont de façon isotrope (même probabilité dans toutes les directions) et aléatoire : les phases des trains d'onde sont complètement indépendantes les unes des autres. Ce type d'émission spontanée est celui que nous observons couramment (lampes à incandescence, tubes à décharge, etc.).

L'émission stimulée (fig. 2) relève d'un autre processus de transition. En présence de photons incidents de fréquence ν, l'atome peut absorber l'un de ces photons, et passer de l'état d'énergie E_1 à l'état d'énergie supérieur E_2. Un autre photon de la même fréquence ν peut alors induire la transition inverse, de E_2 vers E_1. Cette transition provoquée s'accompagne à son tour de l'émission d'un photon qui non seulement présente encore la même fréquence ν, mais toutes les autres caractéristiques du photon inducteur : phase, direction du rayonnement, polarisation, etc. Cette émission stimulée est à la base du fonctionnement du laser, et nous y reviendrons plus loin.

Emission de lumière dans les semi-conducteurs

L'état actuel des techniques et les développements futurs prévisibles, accordent une place prépondérante aux photo-émetteurs à semi-conducteurs, ce qui justifie que nous traitions uniquement ce cas.

Les semi-conducteurs utilisés se présentent toujours sous forme monocristalline : dans leur masse, les atomes constituants se répartissent selon un arrangement bidimensionnel répétitif. Le plus petit groupement d'atomes qui permet, grâce à trois translations le long de trois axes, de reproduire l'intégralité du cristal, s'appelle la maille.

A l'intérieur d'un cristal, les distances interatomiques deviennent du même ordre de grandeur que les dimensions propres des atomes. Les liaisons de covalence, d'ailleurs, s'expliquent par la mise en commun, entre plusieurs atomes voisins, d'électrons des couches périphériques : il y a donc, pour autant que subsiste encore la notion d'atomes considérés comme individus, interpénétration de ces derniers.

Dans ces conditions, les niveaux énergétiques s'élargissent, par un phénomène de couplage comparable à celui qui se manifeste dans des circuits LC accordés sur la même fréquence, et agissant les uns sur les autres (élargissement de la bande passante). Ces interactions mènent à l'apparition de **bandes d'énergie.** Pour les problèmes de conduction électrique, seules interviennent les bandes correspondant à la couche externe d'électrons.

Entre les bandes permises aux électrons existent des bandes interdites. Tous les électroniciens connaissent cette répartition, que rappelle la figure 3. La **bande de valence** (énergies les plus faibles) est seule remplie au zéro absolu : le semi-conducteur se comporte alors comme un isolant parfait. Une excitation extérieure (chocs dus à l'agitation thermique, photons...) peut donner à certains électrons un supplément d'énergie au moins égal à la largeur de la bande interdite, et les envoyer dans la **bande de conduction.** Chaque électron ayant subi cette transition laisse un trou dans la bande de valence : on dit qu'il y a création d'une prise électron-trou.

A l'inverse, des électrons retombent de la bande de conduction dans la bande de valence, émettent de l'énergie sous forme de rayonnement électromagnétique, donc de lumière (toujours au sens le plus général du terme).

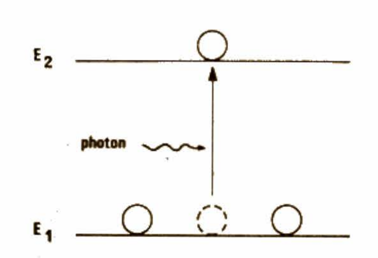
Comme indiqué plus haut dans le cas des atomes isolés, la fréquence émise est liée à la différence d'énergie entre les deux bandes, soit E_d ; en termes de longueur d'onde, on peut alors écrire, si **c** désigne la vitesse de la lumière :

$$\lambda = \frac{h\,c}{E_d}$$

Numériquement, si on exprime E_d en électrons-volts, on aura :

$$\lambda = \frac{1,239}{E_d}\,\mu m$$

La longueur d'onde du rayonnement émis est donc caractéristique du matériau semi-conducteur. Comme on sait construire de nombreuses varié-



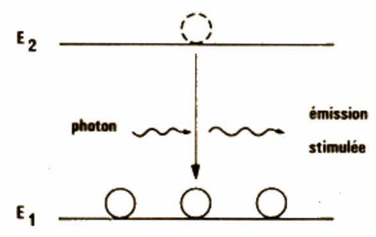


Fig. 2

tés de ces matériaux, il est possible de choisir la longueur d'onde dans une large plage, s'étendant du visible à l'infrarouge.

Transitions directes et transitions indirectes

Le mécanisme expliqué ci-dessus ne tient pas compte du moment cinétique de l'électron, ou de sa quantité de mouvement. Or, les transitions décrites ne peuvent se produire que si elles respectent la conservation du moment.

Les figures 4a et 4b illustrent les conséquences de cette condition. Dans les deux dessins, on porte, en abscisses, le moment de l'électron, dont dépend son énergie. On voit alors que le maximum de la bande de valence, et le minimum de la bande de conduction, varient avec le moment.

Dans la configuration de la figure 4a, qui correspond par exemple à l'arséniure de gallium GaAs, on parle de transition directe, car le moment de l'électron reste constant de A à B. Par contre, à la figure 4b, la transition, dite indirecte, s'accompagne d'un changement du moment. Elle n'est possible que grâce à l'intervention d'une autre particule (par exemple un photon), et donc beaucoup moins probable qu'en transition directe. L'exemple de la figure 4b correspond au phosphore de gallium GaP, ainsi qu'au silicium : ces matériaux ne peuvent pas s'utiliser dans les dispositifs électroluminescents, où ils ne donneraient que des rendements déplorables.

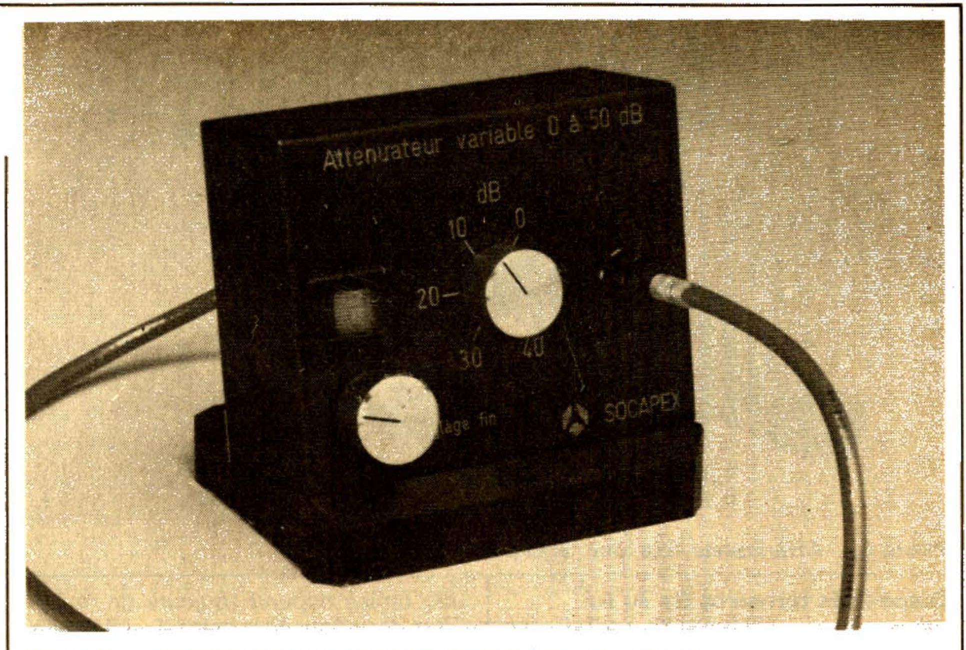


Photo B. – Atténuateur variable de 0 à 50 dB (doc. Socapex).

Semi-conducteurs utilisés pour l'émission de lumière

Le choix des matériaux semi-conducteurs doit tenir compte de la facilité d'excitation des transitions (voir plus haut), mais aussi de la recherche des longueurs d'onde les mieux adaptées aux fibres. Or, les tendances actuelles, justifiées par la minimisation des atténuations dans les fibres, conduisent au choix de grandes longueurs d'onde, de 1,2 à 1,7 µm. Ainsi, en comparant trois fenêtres traditionnelles, on constate que l'atténuation, exprimée en dB/km, est quatre fois moins grande à 1,3 µm qu'à 0,85 µm ; à 1,55 µm, elle n'en est plus que le dizième (pour des fibres à cœur de silice).

Un dernier critère de choix, fort important dans la pratique, touche à la possibilité d'obtention, à partir des matériaux envisagés, de réseaux cristallins sans défauts. Les techniques de fabrication reposent en général sur la croissance épitaxiale, soit en phase gazeuse, soit en phase liquide. Ce procédé, qui utilise la structure d'un substrat monocristallin pour orienter le réseau du matériau qu'on y dépose, ne donne de bons résultats que s'il y a parfaite identité des mailles des deux réseaux.

Historiquement, l'arséniure de gallium GaAs, dont la bande interdite correspond à une longueur d'onde de 0,87 µm, a été le premier exploité. On lui préfère maintenant, en raison de l'utilisation de grandes longueurs d'onde, des composés ternaires ou quaternaires, tous à base de gallium et d'arsenic. Le composé binaire GaAs sert d'ailleurs souvent de substrat pour l'épitaxie.

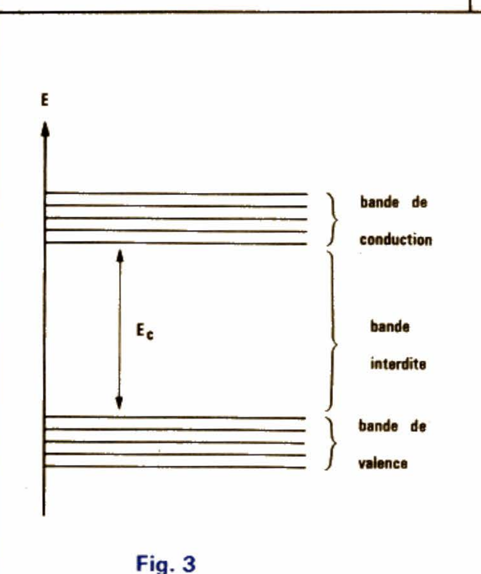


Fig. 3

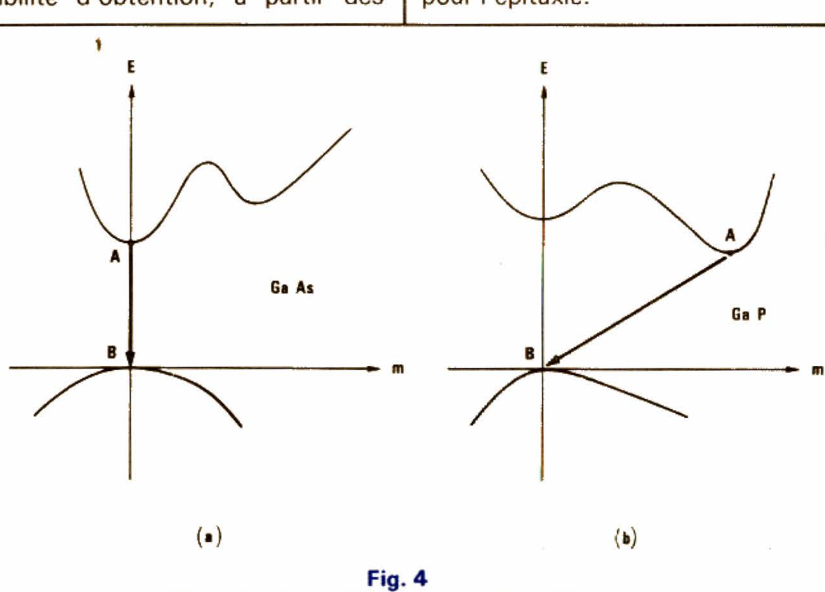


Fig. 4

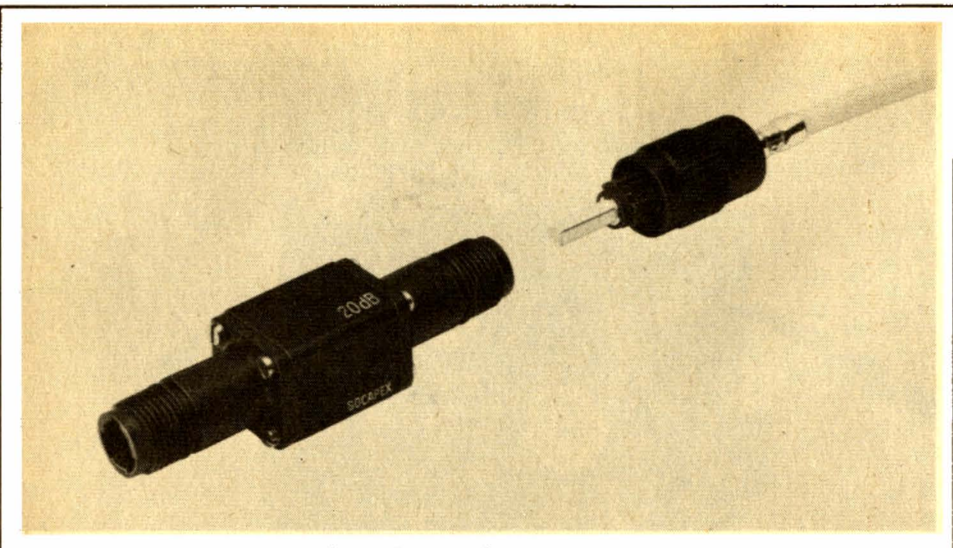


Photo C. – Atténuateur fixe (doc. Socapex).

Dispositifs ternaires Ga Al As

Le troisième composant est ici l'aluminium. Les semi-conducteurs ternaires de cette famille seront représentés par la formule générale :
$Ga_x Al_{1-x} As$
où **x** est un nombre compris entre 0 et 1. La longueur d'onde de la radiation émise dépend toujours de la largeur de la bande interdite, elle-même liée à **x**. Selon la composition, elle s'échelonne de 0,7 à 0,9 μm environ : on reste au-dessous des valeurs actuellement cherchées.

In A — Ga As — y — 0,6 eV — 1 eV — 1,4 eV — 1,8 eV — 0,46 — 0,22 — In P — x — Ga P

Fig. 5

Dispositifs ternaires Ga In As et Ga Sb As

Le troisième composant devient ici soit l'indium, soit l'antimoine. Les formules représentatives de ces familles prennent les formes :
$Ga_x In_{1-x} As$
et
$Ga_x Sb_{1-x} As$
En fonction de **x**, les longueurs d'onde varient de 0,9 à 1,2 μm dans le cas de l'indium, et de 0,9 à 1,7 μm avec l'antimoine.

Les mêmes problèmes se posent pour ces deux familles de composés : leurs réseaux cristallins diffèrent de celui du GaAs, et la croissance épitaxiale conduit à des réseaux encombrés de nombreux défauts (dislocations).

Dispositifs quaternaires Ga In As P

Ces composés alliant le gallium, l'arsenic, l'indium et le phosphore, répondent à la formule générale :
$Ga_x In_{1-x} As_y P_{1-y}$
où **x** et **y** varient tous les deux entre 0 et 1. Ils fournissent, par variation de la composition, des longueurs d'onde comprises entre 0,92 et 1,7 μm. Par ailleurs, du moins pour certaines concentrations, le réseau cristallin coïncide avec celui de InP, qui sert ici de substrat.

On représente généralement les caractéristiques de ces composés quaternaires par l'intermédiaire du diagramme de la figure 5, où le paramètre **x** varie de 0 à 1 en abscisse, tandis que **y** varie de 0 à 1 en ordonnée. Les courbes en traits pleins correspondent, chacune, à une valeur donnée et constante de la largeur de bande interdite, donc de la longueur d'onde. La droite en pointillés donne la composition des alliages dont le réseau cristallin s'adapte à celui de InP. On voit, par exemple, que si on désire une largeur de bande interdite de 1 eV, il faut choisir :
$x = 0,22, y = 0,46$

Ces valeurs conduisent au composé quaternaire de formule :
$Ga_{0,22} In_{0,78} As_{0,46} P_{0,54}$

Les recherches se poursuivent sur d'autres types de composés ternaires, notamment Ga In Al As, dont l'épitaxie est possible sur substrat GaAs ou sur substrat InP.

Emetteurs à diode électroluminescente

Nous nous limitons, ici, aux diodes qui fonctionnent en émission spontanée. Nous verrons plus loin que l'appellation « super LED » s'applique à des dispositifs s'apparentant aux lasers (on dit aussi « diode superluminescente »).

La figure 6 représente, en coupe, une structure de LED à hétérojonction, construite autour de deux alliages ternaires de types N et P respectivement, séparés par une couche de GaAs. Les électrons de la région N, porteurs majoritaires, se recombinent avec les trous de la région P, en don-

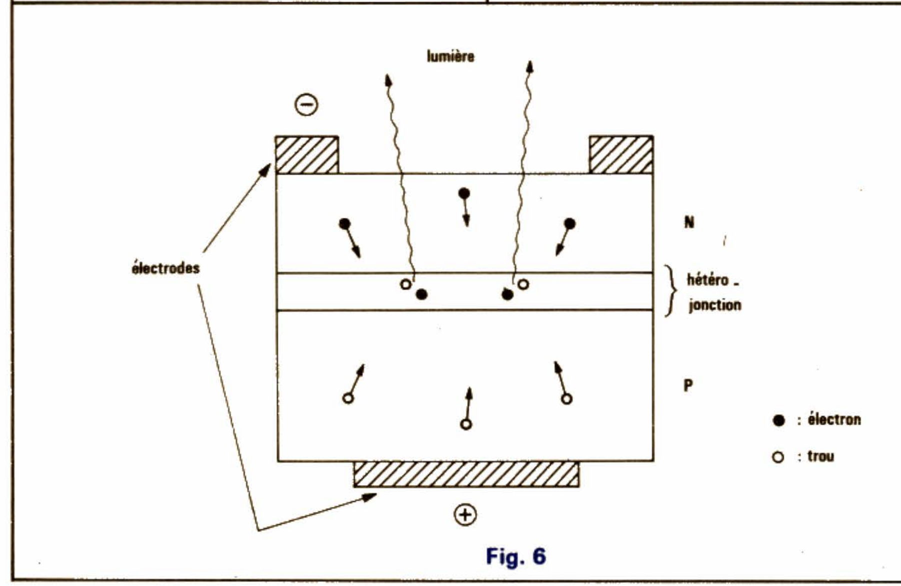


Fig. 6

nant lieu à l'émission de lumière. Celle-ci s'effectue perpendiculairement à la jonction ; pour que la lumière sorte, il faut une électrode en anneau, et une zone N transparente.

Dans la pratique, la réalisation de cette diode et son couplage à la fibre optique conduisent à la configuration de la figure 7, connue sous le nom de « type de Burrus », qui est celui du chercheur l'ayant mise au point vers 1970. Le problème principal est l'optimisation du couplage, afin d'injecter dans la fibre une proportion aussi grande que possible du rayonnement produit. Cela nécessite, notamment, une faible surface émissive, obtenue en concentrant le courant de la diode grâce à un contact dorsal de petites dimensions, limité par une couche d'oxyde isolant.

La puissance envoyée dans la fibre peut atteindre assez facilement une centaine de microwatts, pour un courant de l'ordre de 100 mA dans la diode. Une variante de la structure de Burrus, visant à améliorer le couplage avec la fibre, interpose devant celle-ci une calotte de microsphère en verre.

Emission stimulée et laser

Considérons un ensemble formé d'un grand nombre N d'atomes susceptibles d'occuper l'un ou l'autre des niveaux énergétiques E_1 et E_2, avec :
$E_2 > E_1$

Une partie $\mathbf{n_1}$ de ces atomes se situe au niveau E_1. L'autre partie $\mathbf{n_2}$, avec :
$n_2 = N - n_1$
est au niveau E_2. A l'équilibre thermique, et pour une température absolue T, la répartition entre ces deux niveaux satisfait à la loi de distribution de Boltzmann :

$$\frac{n_2}{n_1} = \exp\left(-\frac{h\nu}{kT}\right)$$

où ν est la fréquence correspondant à la transition $E_2 \rightarrow E_1$,
et **k** la constante de Boltzmann
($k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K).

Le signe –, dans la parenthèse de l'expression ci-dessus, montre que, dans les conditions normales, on a $n_2 < n_1$. En présence d'un rayonnement incident d'intensité I, les probabilités d'absorption ou d'émission stimulées d'un photon sont respectivement proportionnelles à In_1 et à In_2 et il y a atténuation du faisceau incident.

Sous certaines conditions, un apport d'énergie extérieure permet une inversion de population, conduisant à l'inégalité $n_2 > n_1$: le nombre de photons induits dépasse celui des photons incidents, et on observe un gain de lumière (intensité de sortie supérieure à l'intensité d'entrée). C'est le principe de fonctionnement du LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation).

On sait que, par réaction positive de taux suffisamment élevé, tout amplificateur peut devenir un oscillateur. Il en va ainsi pour les oscillateurs laser, dont la structure synoptique très simplifiée répond au schéma de la figure 8. La réaction lumineuse est obtenue, ici, par réflexion sur un couple de miroirs M_1 et M_2.

Laser à semi-conducteur

Prévus par les travaux du professeur Kastler sur le pompage optique, mis en application par les physiciens Townes, Basov et Prokhonov, les premiers lasers ont exploité, comme milieu amplificateur, le rubis (Maiman, 1960), puis le mélange gazeux hélium-néon (Javan, même année).

Plus récents, les lasers à semi-conducteurs présentent l'avantage d'être accordables en fréquence, grâce au choix de la largeur de bande

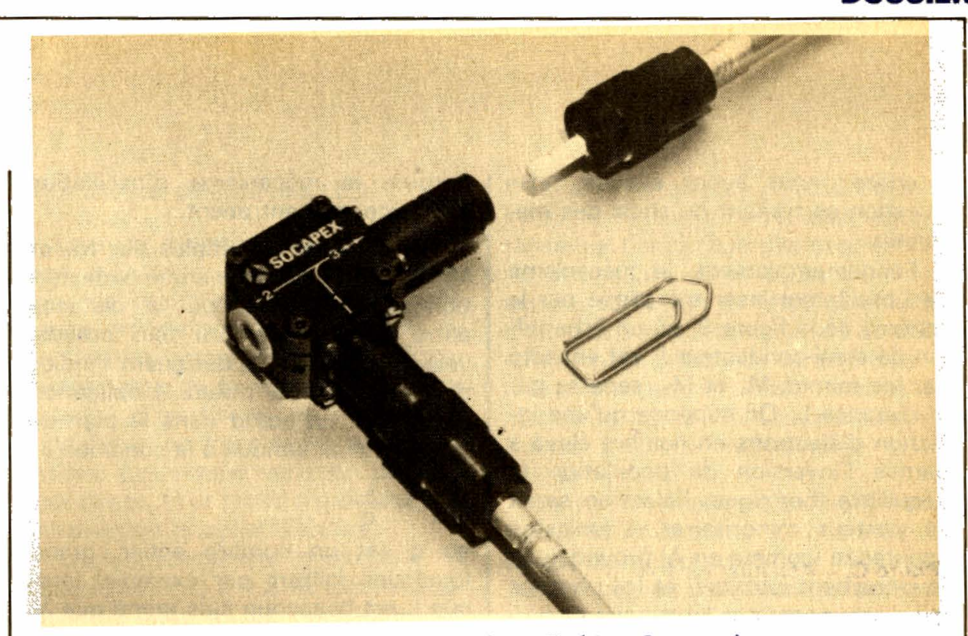


Photo D. – Duplexeur pour liaison bidirectionnelle (doc. Socapex).

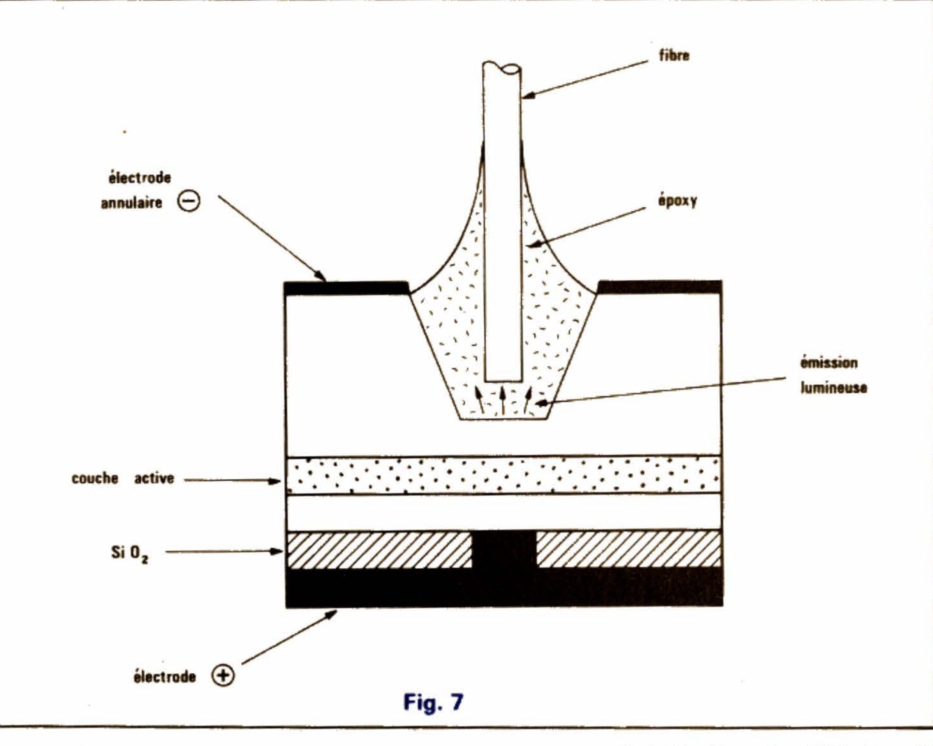


Fig. 7

interdite : nous avons évoqué cette question en traitant du choix des matériaux.

Fondamentalement, le mécanisme de l'oscillateur laser s'explique par le schéma de la figure 9, où un échantillon de semi-conducteur P est encadré par les miroirs M_1 et M_2, séparés par la distance L. On suppose qu'une injection d'électrons en nombre élevé a permis l'inversion de population (à l'équilibre thermique, l'électron serait ici porteur minoritaire). L'émission spontanée (comme en A) provoque un rayonnement isotrope, et les photons qui n'atteignent pas les miroirs se perdent hors de l'échantillon. Les autres, se déplaçant dans l'axe du dispositif, sont réfléchis par les miroirs M_1 et M_2. Si la puissance engendrée par émission stimulée (comme en B et C) dépasse la somme des puissances perdues par absorption dans le milieu et par transmission partielle à travers les miroirs, le mécanisme d'oscillation s'amorce, et s'entretient.

Les réflexions multiples sur M_1 et M_2 donnent naissance à une onde stationnaire (fig. 10a), où la distance entre deux ventres (ou deux nœuds) voisins est $\lambda/2n$, n désignant l'indice de réfraction du milieu. L'obligation d'observer un nœud dans le plan de chaque miroir conduit à la condition :

$$\frac{\lambda}{2n} = \frac{L}{q}$$

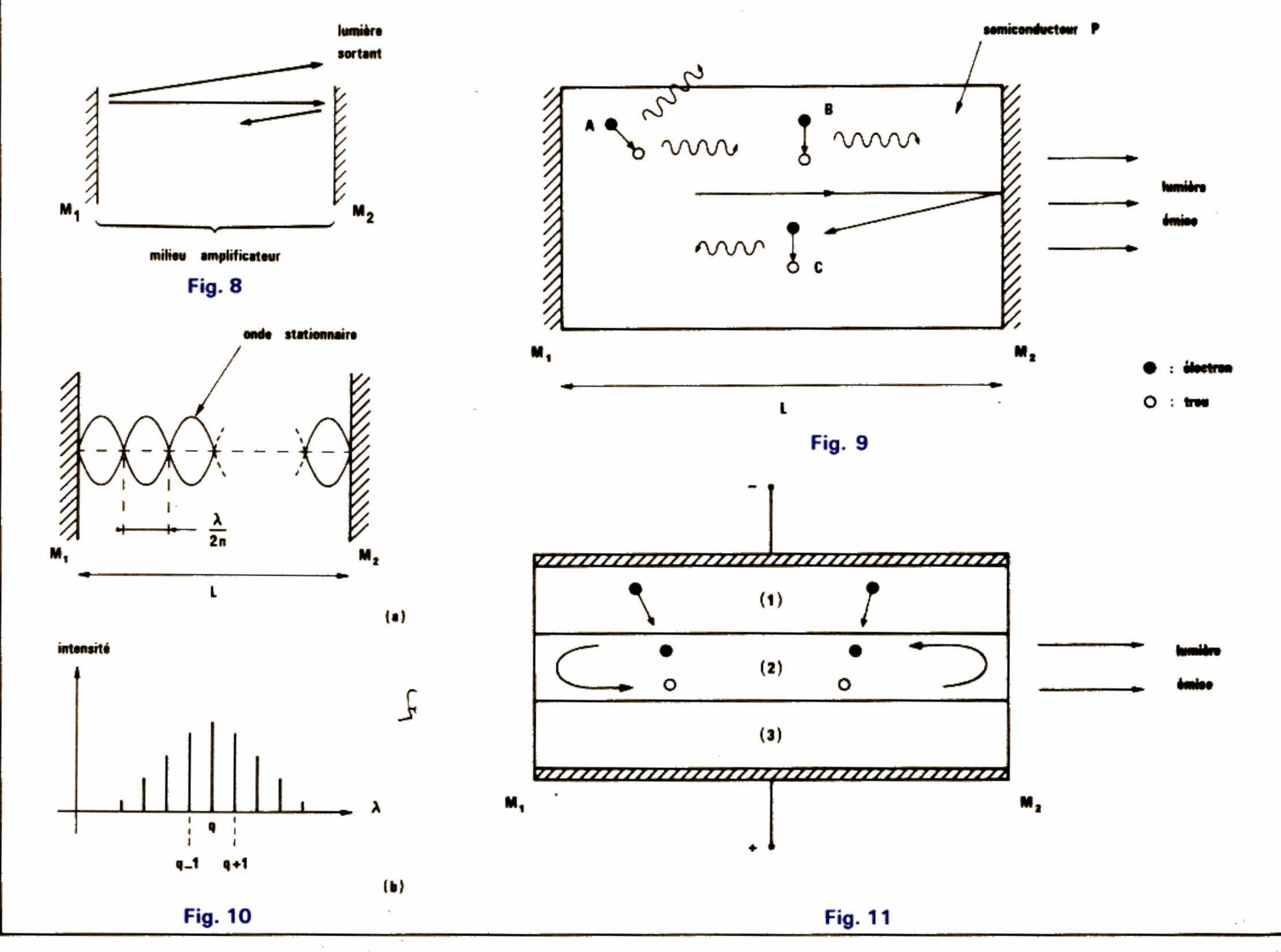
où **q** est un nombre entier, grand (quelques milliers par exemple) lorsque L est beaucoup plus grand que λ, cas général.

Dans la pratique, plusieurs modes s'établissent, pour quelques valeurs successives de **q**, donc des longueurs d'onde légèrement différentes. L'étalement en fréquences qui en résulte, est de l'ordre de 10^{-4} à 10^{-3} (fig. 10b), en valeur relative.

Emetteurs laser à double hétérojonction

La figure 11 décrit la structure d'un laser semi-conducteur à double hétérojonction, vue par une coupe perpendiculaire au plan des couches successives. La couche centrale de type P (2), est encadrée par une couche (1) de type N, et une couche (3) de type P^+, obtenues successivement par croissance épitaxiale. Une découpe à l'aide d'un outil tranchant, selon des plans de clivage perpendiculaires aux couches, permet d'obtenir, aux deux extrémités, les miroirs semi-réfléchissants M_1 et M_2.

La zone centrale (2) est la région où s'établit l'oscillation laser, provoquée par l'injection des électrodes de la couche (1), et leur recombinaison avec les trous, sous l'action du courant de polarisation direct fourni à travers les électrodes.



Les indices de réfraction des couches (1) et (3) étant légèrement inférieurs à ceux de la zone centrale, celle-ci devient le noyau d'un guide de lumière plan, où se trouve confiné le rayonnement. La lumière émise vers l'extérieur s'échappe latéralement, contrairement à ce qui se passait dans la LED de la figure 7.

Diode superluminescente ou super LED

Il n'existe pas de différence fondamentale entre le dispositif décrit à la figure 11 et celui qu'on baptise « diode superluminescente », excepté l'absence de miroirs aux extrémités.

Selon la longueur L de la région active, une super LED, qui émet de la lumière transversalement, et non perpendiculairement au plan de jonction, fonctionne en régime d'émission spontanée, ou en régime d'émission stimulée, ce dernier cas correspondant à un grand nombre de réflexions sur les parois du guide. La diode superluminescente est alors assimilable à une sorte de laser sans cavité résonnante (pas d'ondes stationnaires dues aux réflexions longitudinales).

B – Modulation des émetteurs

Pas plus que l'absence de porteuse, une porteuse ininterrompue dont tous les paramètres restent constants (amplitude, fréquence, phase) ne transporte d'information. Il est donc nécessaire de moduler le signal des émetteurs, soit directement (en agissant sur l'émetteur lui-même), soit indirectement, en interposant un modulateur dans le faisceau de sortie.

A cause des inévitables fluctuations temporelles de la fréquence, dues au bruit et à l'influence de la température, les modulations de fréquence et de phase apparaissent difficiles à exploiter, bien que des performances satisfaisantes soient maintenant accessibles. Il en va de même d'une éventuelle modulation de la direction de polarisation, car celle-ci subit des variations incontrôlables à l'intérieur de la fibre. La modulation d'amplitude, et la modulation d'impulsions, qui n'en est qu'une variante en tout ou rien, sont les plus utilisées. On sait d'ailleurs toutes les possibilités qu'offrent les différents types de modulation par impulsions.

Modulation directe des LED

Lors du fonctionnement en émission spontanée, une diode électroluminescente délivre une intensité lumineuse proportionnelle au courant de polarisation, comme l'indique la caractéristique de la figure 12. La modulation d'amplitude, et a fortiori la modulation en impulsions, sont donc faciles, par simple variation du courant direct, et la sortie reproduit quasi linéairement le signal d'entrée.

En fonctionnement analogique, la bande passante à – 3 dB atteint aisément 50 MHz, et quelques centaines de MHz ont été obtenus avec des dispositifs de modulation élaborés. Pour un taux de modulation de 70 %, et une bande limitée à 50 MHz, on observe, pour les harmoniques 2 et 3, des atténuations de – 30 à – 35 dB.

Pour les différents procédés de modulation en impulsions, les vitesses accessibles dépassent 200 M-bits/s (M-bauds).

Modulation directe des lasers

Comme pour une diode électroluminescente exploitant l'émission spontanée, la puissance lumineuse de sortie d'un laser à semi-conducteurs, ou d'une diode superluminescente, croît avec le courant injecté dans la jonction. Toutefois l'effet laser, caractérisé par l'amorçage des oscillations, ne peut naître qu'en présence d'une densité suffisante de photons induits, donc d'une intensité minimale du courant de polarisation. La caractéristique présente donc un seuil, comme le montre la figure 13. Une modulation linéaire implique de travailler assez loin de ce seuil.

La vitesse maximale de modulation trouve sa limite dans la constante de temps de décroissance de l'émission spontanée, liée à plusieurs paramètres dont le plus restrictif est la durée de vie des porteurs (de l'ordre de quelques nanosecondes dans GaAs). On observe alors, même après suppression d'une impulsion de courant, une accumulation de ces porteurs pendant un temps voisin de leur durée de vie (fig. 14a et 14b). Il est possible, comme on le fait traditionnellement dans la jonction d'une diode ou d'un transistor, d'accélérer l'évacuation des porteurs accumulés en appliquant, à la suite de l'impulsion positive de commande, une impulsion négative (fig. 14c et 14d).

En pratique, il est assez facile d'atteindre quelques centaines de MHz, et la limite actuelle se situe au voisinage de quelques GHz. Bien que le laser

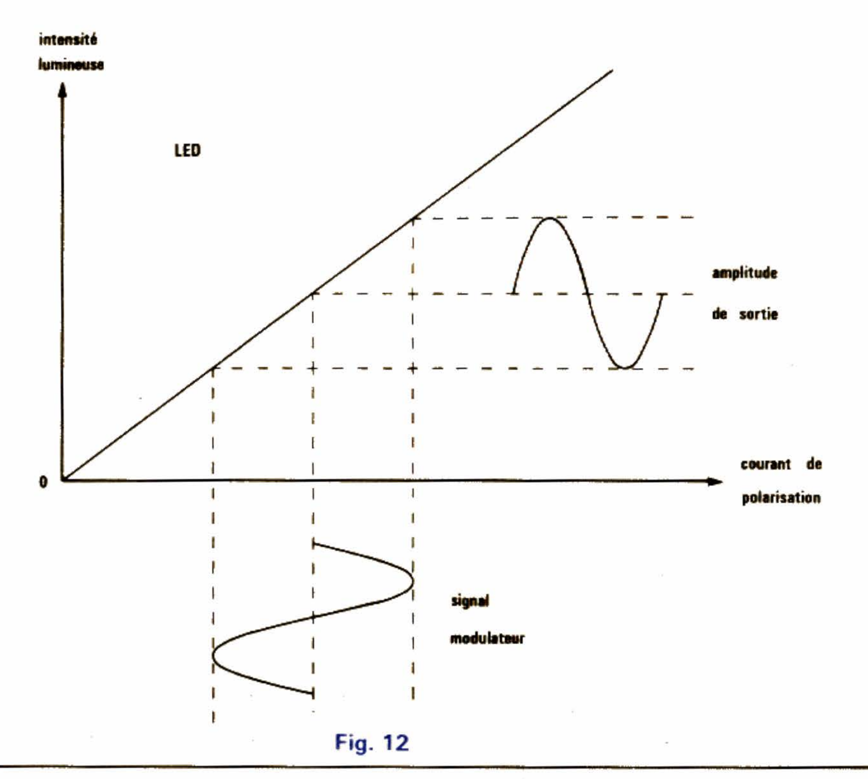


Fig. 12

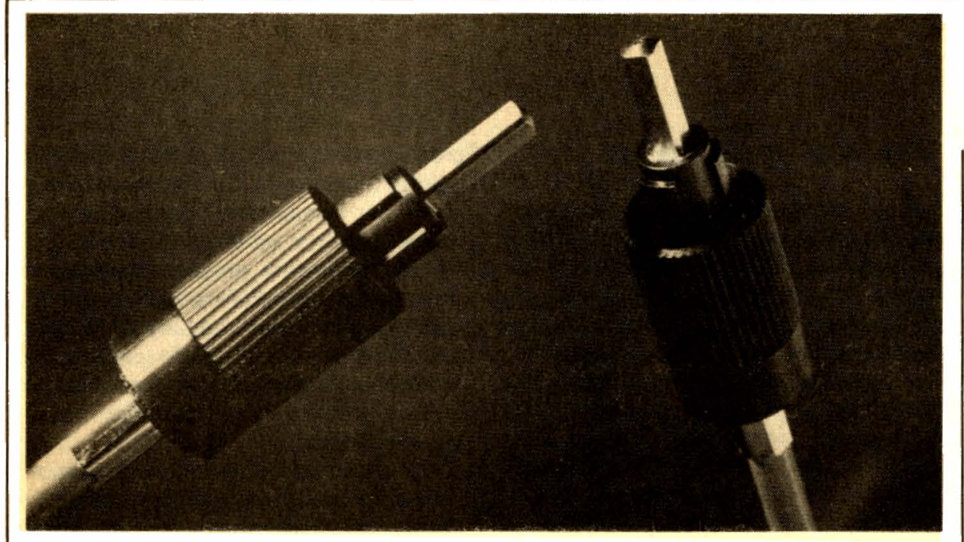


Photo E. – Connecteurs série 725, monovoie pour fibres à partir de 50 μm de diamètre de cœur, connecteurs utilisés à Biarritz (doc. Socapex).

intensité lumineuse

LASER

courant de polarisation

Fig. 13

V

(a)

(c)

t

densité de porteurs

(b)

(d)

Fig. 14

apparaisse surtout adapté au fonctionnement en tout ou rien, son utilisation reste possible dans le domaine linéaire, où on a pu obtenir un taux d'harmonique 2 de – 50 dB. Signalons au passage une méthode d'amélioration de la linéarité qui réside dans une contre-réaction optoélectronique, grâce à une photodiode placée contre le miroir arrière du laser, et dont le signal de sortie agit sur le courant de polarisation.

Modulation externe

Les premiers procédés de modulation externe ont été étudiés pour les lasers à gaz ou à rubis, impossibles à moduler directement.

Si la modulation directe des lasers à semi-conducteurs offre l'avantage de la simplicité, elle impose des limites de vitesse qui justifient la recherche d'autres méthodes. Celles-ci, qui permettraient d'atteindre parfois quelques dizaines de GHz en travaillant directement sur les guides, sortent à peine du domaine du laboratoire.

C – Les détecteurs optiques

En aval de la fibre de transmission, se pose le problème de la reconversion du signal optique en signal électrique. Il est résolu par l'emploi de différents types de photodiodes, dont on exige les qualités suivantes :

- sensibilité aussi grande que possible pour la longueur d'onde traitée ; on sait qu'il existe deux plages principales, l'une vers 0,8 à 0,9 μm, et l'autre, de plus en plus utilisée, de 1,2 à 1,7 μm ;
- une large bande passante ;
- un bruit propre très faible.

La diode PIN et la photodiode à avalanche répondent à ces conditions. Différents critères guident le choix des matériaux, comme dans le cas des photo-émetteurs.

Mécanisme de la conversion lumière-courant électrique

Lorsqu'il pénètre dans un semi-conducteur, un photon d'énergie **hν** peut élever un électron de la bande de valence (énergie E_1) à la bande de conduction (énergie E_2), s'il satisfait à la condition :

$$h\nu \geqslant E_2 - E_1$$

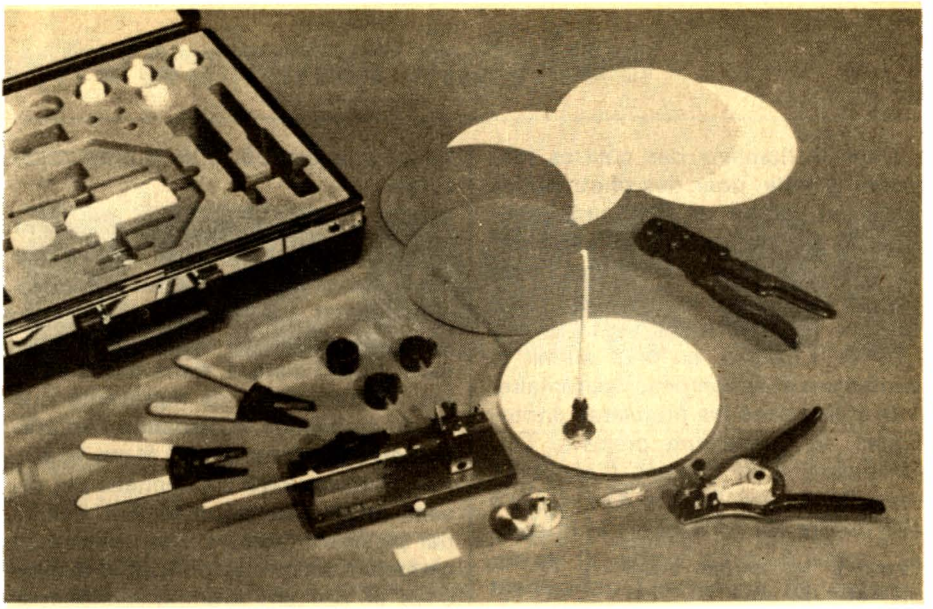


Photo F. – Un kit d'outillage. Il comprend tous les éléments permettant le câblage des connecteurs sur le terrain (doc. Socaper).

Eclairons alors une jonction PN à l'aide d'une longueur suffisamment courte pour vérifier l'inégalité précédente, et polarisons la jonction en inverse. Les électrons produits dans la bande de conduction de la région P remontent le champ, tandis que les trous de la région N le descendent : un courant inverse est ainsi créé dans la diode.

Diode PIN et photodiode à avalanche

La structure d'une diode PIN (I pour « intrinsèque ») répond au schéma de la figure 15. Une zone fortement dopée P^+, et une zone fortement dopée N^+, encadrent une région de semi-conducteur intrinsèque, ou faiblement dopé N. Une polarisation inverse, sous une différence de potentiel relativement petite (10 à 20 V), crée un champ électrique peu intense, qui s'étend profondément dans la zone centrale (fig. 15b). La région P n'ayant qu'une très faible épaisseur, la lumière incidente est principalement absorbée par la zone I, où elle donne naissance à des paires électron-trou, donc au courant inverse.

Dans une photodiode à avalanche (PDA), représentée à la figure 16a, la différence de potentiel inverse est beaucoup plus élevée, et le champ électrique au voisinage de la jonction dépasse 10^5 V/cm. Les porteurs qu'il accélère atteignent alors une énergie cinétique suffisante pour créer eux-mêmes une paire électron-trou, par collision avec un électron de valence. Ces nouveaux porteurs, accélérés à leur tour, renouvellent le phénomène, qui se multiplie par avalanche. On assiste donc, au sein de la diode, à une véritable amplification du courant primaire.

Le gain d'avalanche dépend du coefficient d'ionisation des porteurs, c'est-à-dire du nombre moyen de paires créées par chacun d'entre eux, et par unité de distance. Le gain instantané varie très rapidement, car chaque ionisation est un événement aléatoire. Il en résulte l'introduction d'un bruit propre à la diode, qu'on cherche à minimiser par le choix du matériau.

Les réponses en fréquence des diodes PIN et PDA, assez voisines, permettent d'atteindre le GHz. En dépit de son bruit propre supérieur, la diode PDA offre un produit gain × bande exploitable plus grand, car elle diminue le bruit introduit par les amplificateurs qui lui font suite. Par contre, il est nécessaire de stabiliser sa tension de polarisation inverse, dont dépend fortement le gain A, selon la relation :

$$A = \frac{1}{1 - (V/V_B)^n}$$

où **n** est un nombre compris entre 3 et 6, V_B la tension d'avalanche, et V la tension inverse appliquée. On prend habituellement, pour A, des valeurs voisines de 100.

Choix des matériaux pour diodes réceptrices

L'absorption de la lumière, c'est-à-dire de photons, dans un semi-conducteur est, nous l'avons vu, le phénomène inverse de l'émission stimulée. On peut, macroscopiquement, le caractériser par le coefficient d'absorption α, taux relatif de décroissance de l'intensité lumineuse incidente I, le long du chemin **x** parcouru dans le semi-conducteur, depuis la surface (I = x). On a alors :

$$I(x) = I(o)e^{-\alpha x}$$

L'inverse de ce coefficient, $1/\alpha$, donne la longueur d'absorption du semi-conducteur considéré.

La figure 17 donne, en ordonnées, les grandeurs α et $1/\alpha$, en fonction de la longueur d'onde portée en abscisses, et pour différents semi-conducteurs : le silicium Si, le germanium Ge, l'arséniure de gallium GaAs, et un composé quaternaire de composition définie :

$Ga_{0,24}\,In_{0,76}\,As_{0,52}\,P_{0,48}$

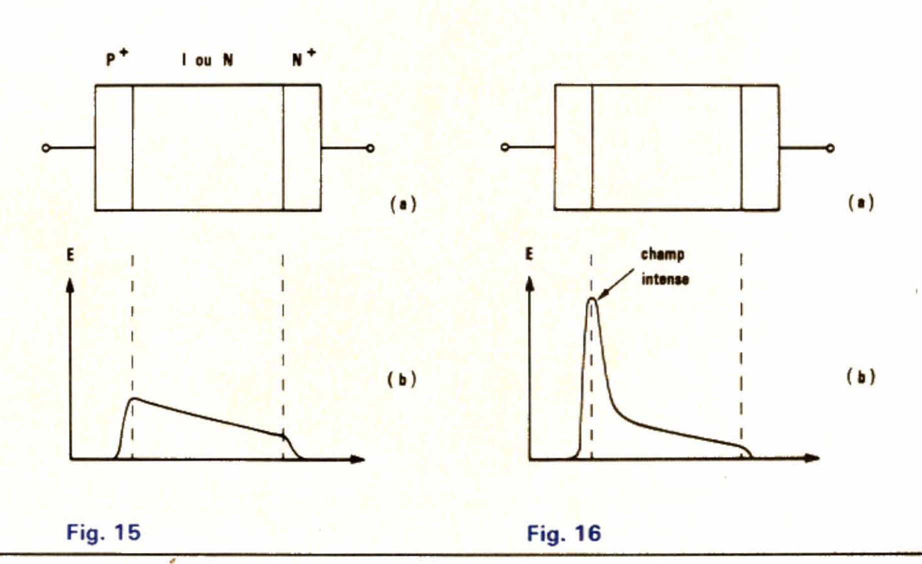


Fig. 15

Fig. 16

Dans le domaine des courtes longueurs d'onde, pour des photodiodes travaillant autour de 0,85 µm, la figure 17 montre qu'on peut utiliser Si ou GaAs. Pour les grandes longueurs d'onde, où existent actuellement deux fenêtres préférentielles centrées sur 1,27 et 1,55 µm, on peut retenir le germanium et le composé quaternaire. Très utilisé dans les premières photodiodes, le germanium présente l'inconvénient d'un courant d'obscurité élevé. Par contre, la Ga In As P, facile à faire croître sur un support In P, semble promis à un bel avenir, et les recherches se poursuivent activement dans ce domaine, pour essayer d'optimiser les structures.

D – Perspectives industrielles et commerciales

L'évolution incroyablement rapide des techniques, dans ces domaines, rend difficiles les prévisions, même à relativement court terme. Le principal débouché des transmissions par fibres optiques est, à l'heure actuelle, l'emploi pour les télécommunications (environ 65 % du marché total, et 1,4 milliard de francs, pour le marché mondial). Les diverses prévisions semblent à peu près s'accorder pour un marché de 6 à 10 milliards de francs en 1990, mais qui ne représenteront plus que 55 % de la production totale.

Les autres utilisations concernent des équipements locaux, c'est-à-dire des liaisons à courte distance. Elles s'appliquent à la vidéo, à l'informatique, aux domaines industriel et militaire. Pour l'instant, dans cet ensemble, l'informatique ne représente que 12 % environ de la demande ; on prévoit qu'elle dépassera 50 % en 1990.

La transmission de données par réseau local reste actuellement freinée par plusieurs facteurs : les utilisateurs craignent encore les difficultés techniques et hésitent avant d'abandonner le câble coaxial traditionnel, bien connu ; le coût demeure élevé, en partie d'ailleurs parce que le volume de production n'atteint pas un seuil suffisant ; l'absence de norme crée des problèmes aux constructeurs, qui craignent de sortir des produits prochainement non acceptés.

Comme pour toutes les techniques nouvelles de masse, les Européens, et les Français parmi eux, ont à se préoccuper de la place qu'ils occuperont. Les moyens de production risquent de ne pas s'adapter facilement à l'explosion prévisible de la demande. Pour ce qui concerne les fibres, les câbles, les connecteurs, les Européens Philips et Siemens sont bien placés, mais les Français Souriau, Socapex et Radiall ont déjà acquis une sérieuse expérience, en particulier avec les installations de Biarritz. La CGE et Thomson-CSF fabriquent des lasers solides, mais encore en petites quantités.

Alors que foisonnent les recherches de laboratoire – il n'est, pour s'en convaincre, que de voir le nombre des communications scientifiques consacrées à ces sujets – des décisions commerciales, supposant de gros investissements, devront être prises rapidement. La France, qui manque de pétrole mais pas encore de matière grise, ne devrait pas laisser échapper l'occasion...

René RATEAU

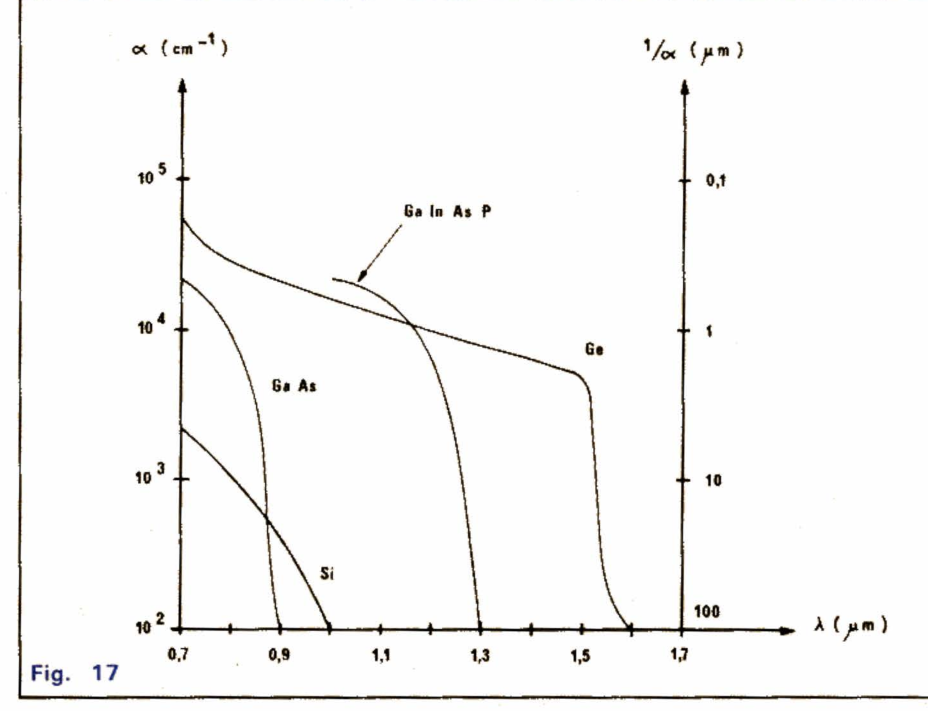


Fig. 17

Bibliographie sommaire

Il n'est pas question de dresser ici une liste, même partielle, des articles ou des ouvrages traitant des transmissions par fibres optiques. Pour le lecteur désireux d'en apprendre davantage, nous indiquerons seulement :

- **La Revue technique Thomson-CSF.**

– Le numéro de décembre 1974 est entièrement consacré aux télécommunications optiques.

– Le numéro de décembre 1981 traite, en 11 articles et 400 pages, des fibres optiques multimodes.

– Le numéro de juin 1982 consacre 13 articles et plus de 360 pages aux composants actifs et aux systèmes.

Ces deux derniers ensembles d'articles ont été regroupés en une monographie publiée chez Masson, sous le titre « Télécommunications optiques » (1982) à laquelle nous avons d'ailleurs emprunté quelques figures.

- **Transmission sur fibres optiques. Technologie générale,** par Y. Suematsu et K.I. Iga (Masson, 1984). Cet ouvrage en langue française, mais écrit par deux chercheurs de l'Institut de technologie de Tokyo, offre un tour général des différents aspects du problème.
- Pour ce qui concerne l'exposé fondamental des problèmes d'optique, d'électromagnétisme et de physique des solides, le mieux nous semble d'avoir recours aux traditionnels traités universitaires, solidement assis sur un appareil mathématique qui ne pouvait trouver place dans notre exposé.

Réalisez votre ordinateur individuel

LA CARTE AGC 09

Comme promis le mois dernier, nous allons aujourd'hui procéder à la réalisation de la carte AGC 09 ; à la suite de quoi nous décrirons son mode d'emploi.
Bien que n'étant pas plus compliquée à réaliser que les autres cartes du système nous allons tout de même commencer cet article par quelques conseils qui nous semblent indispensables vu la finesse de certaines parties du circuit imprimé.

Quelques conseils

Techniquement parlant, la carte AGC 09 n'est pas plus compliquée que les autres et ne requiert pas plus de précautions de montage que celles que vous devriez avoir l'habitude de suivre. Cependant, vu la finesse de son circuit imprimé et les quelques échantillons de cartes en panne que nous avons eus entre les mains récemment, il nous semble utile de faire quelques rappels.

Tout d'abord : il est primordial de travailler avec un fer à panne fine et en bon état ; peu importe la puissance du fer en revanche, pourvu qu'elle soit comprise entre 15 W et 50 W. Une petite éponge humide à proximité doit permettre d'essuyer la panne après chaque point de soudure afin qu'il ne reste pas sur celle-ci de grosse goutte de soudure génératrice de ponts très difficiles à enlever par la suite. La soudure utilisée doit être de très bonne qualité (60 % d'étain) et doit aussi être fine.

Les circuits imprimés fournis par Facim sont étamés et revêtus de vernis épargne c'est-à-dire que seuls les points où doit aller de la soudure sont sans vernis ; cela doit faciliter le travail et éviter bien des déboires. Par contre, pour garantir une bonne adhérence de la soudure sur le circuit, il est préférable de ne pas « tripoter » longuement celui-ci dans tous les sens, les salissures déposées par les mains sur les pastilles lors de ces opérations pouvant nuire ensuite à la prise correcte de la soudure.

Si vous utilisez des supports de circuits intégrés, ce que nous recommandons fortement pour cette carte, prenez la précaution de placer l'ergot ou le repère dont ils sont munis, dans le sens du circuit intégré qui devra être monté dans ledit support ; cela vous évitera ensuite des inversions fâcheuses qui, croyez-nous si vous voulez, sont encore très fréquentes alors que c'est le type même d'erreur inadmissible !

Si vous câblez la carte par étapes, ce qui est probable vu le nombre de points de soudure à faire, procédez logiquement. Ne mettez pas en place plusieurs supports que vous souderez « en même temps » mais procédez support par support en soudant, à chaque fois, toutes les pattes ; cela devrait vous éviter d'oublier une ou deux pattes...

Même si notre plan d'implantation est bien dessiné, la mise en place des composants passifs requiert tout de même un peu d'attention. En cas de doute sur le trou à utiliser, un contrôleur universel monté en ohmmètre et le schéma théorique du mois dernier doivent vous permettre une levée de doute immédiate.

Dernier point fondamental : lisez ce que nous écrivons et regardez les figures. Nous avons vu récemment une carte RAM dynamique « en panne » pour la simple raison que les huit boîtiers mémoires avaient été montés non pas sur une rangée horizontale mais en deux blocs verticaux de quatre de part et d'autre de la carte !

La réalisation

Vu le nombre important de composants, nous avons utilisé la même technique que pour la carte IVG 09 : la carte AGC 09 est donc constituée de deux circuits imprimés montés dos à dos. Afin de faciliter au maximum votre travail, ces deux circuits imprimés sont reliés l'un à l'autre par des connecteurs permettant un débrochage immédiat en cas de nécessité.

De plus, et contrairement aux photos que vous avez pu voir le mois dernier et que vous pouvez aussi examiner dans ces pages, ces deux circuits ne sont plus reliés par du câble plat en raison du prix prohibitif des connecteurs 50 points mâles et femelles. Nous avons demandé à Facim d'allonger le plus petit des deux circuits imprimés afin de permettre un raccordement direct au moyen de connecteurs spéciaux mais très peu coûteux (ces connecteurs sont tenus en stock par Facim). Si, suivant notre nomenclature publiée le mois dernier, vous avez déjà acheté les connecteurs 50 points pour câble plat, il est toujours possible de les utiliser et ce n'est donc pas un investissement à fond perdu. Cet allongement de la carte annexe a permis de doter celle-ci d'une zone pastillée que vous pourrez utiliser pour câbler ou wrapper tout montage annexe à votre convenance.

Bien que nous vous déconseillons de réaliser vous-mêmes les circuits imprimés d'AGC 09, nous avons décidé, suite aux réclamations reçues à propos d'IVG 09, de publier intégralement les films des deux faces des deux circuits imprimés en figures 1 à 4.

Ceci étant précisé, nous allons procéder au câblage de la carte pour lequel trois cas peuvent se présenter :

– Vous disposez déjà d'un terminal quelconque que vous utilisez pour le système : vous allez donc pouvoir monter AGC 09 étape par étape en procédant à chaque fois aux essais que nous indiquons, sans aucune restriction.
– Vous disposez d'une carte IVG ou IVG 09 et vous montez AGC 09 en plus ou en remplacement de celle-ci ; vous allez aussi pouvoir procéder étape par étape en procédant aux essais indiqués sauf en ce qui concerne les essais de RAM puisque celle-ci se trouve au même endroit que celle d'IVG ou IVG 09.
– Vous n'avez aucun terminal et vous montez AGC 09 pour en tenir lieu ; il vous sera donc impossible de faire les essais indiqués puisqu'il faut pouvoir dialoguer avec le système pour cela. Dans ce cas il va donc vous falloir redoubler de vigilance dans le câblage. Une bonne solution, dans ce dernier cas, est d'utiliser la liste des réalisateurs du système afin de contacter une personne voisine se trouvant dans un des deux cas précédents.

Commencez le câblage par le circuit imprimé principal (le plus grand) et soudez la rangée de supports du bas de la carte sauf celui repéré 74245 numéro 3 sur la figure 5 qui n'est utilisé que par le générateur de

caractères en RAM et qui est donc inutile pour l'instant. Montez aussi le support du 7408 (sous le PIA), le support du PIA et les quatre résistances de 3,9 kΩ. Montez les condensateurs de découplage correspondant à ces supports, vérifiez votre travail plutôt deux fois qu'une, équipez les supports avec leurs circuits intégrés (attention au sens du 7408 qui est inversé par rapport aux circuits de la rangée du bas). Soudez, côté cuivre du circuit imprimé, un condensateur de 1,5 nF entre les pattes 4 et 7 du support du 7408. Ce condensateur a été oublié sur le schéma publié dans notre précédent numéro.

Vous pouvez alors mettre la carte dans le système et tenter un adressage du PIA qui se trouve en 4000, 4001, 4002 et 4003. Pour ce faire, faites en RESET puis passez en page 0 par un U 0. Au moyen de la commande M de TAVBUG 09, allez écrire 00 en 4001 et 4003 puis écrivez ensuite FF en 4000 et 4002 ; ne vous préoccupez pas du fait que TAVBUG 09 vous renvoie un point d'interrogation en retour de certaines de ces écritures. Ecrivez ensuite un 04 en 4001 et 4003. Votre PIA est programmé en sortie sur ses deux ports A et B. Tout ce que vous allez écrire en 4000 va se retrouver sur PA0 à PA7 et ce que vous écrirez en 4002 se retrouvera sur PB0 à PB7.

Au moyen d'un simple voltmètre ou d'une sonde logique, vérifiez alors que c'est bien le cas. Pour vous assurer que toutes les données passent bien comme il faut, écrivez et vérifiez à chaque fois, sur PA0 – PA7 ou PB0 – PB7, la suc-

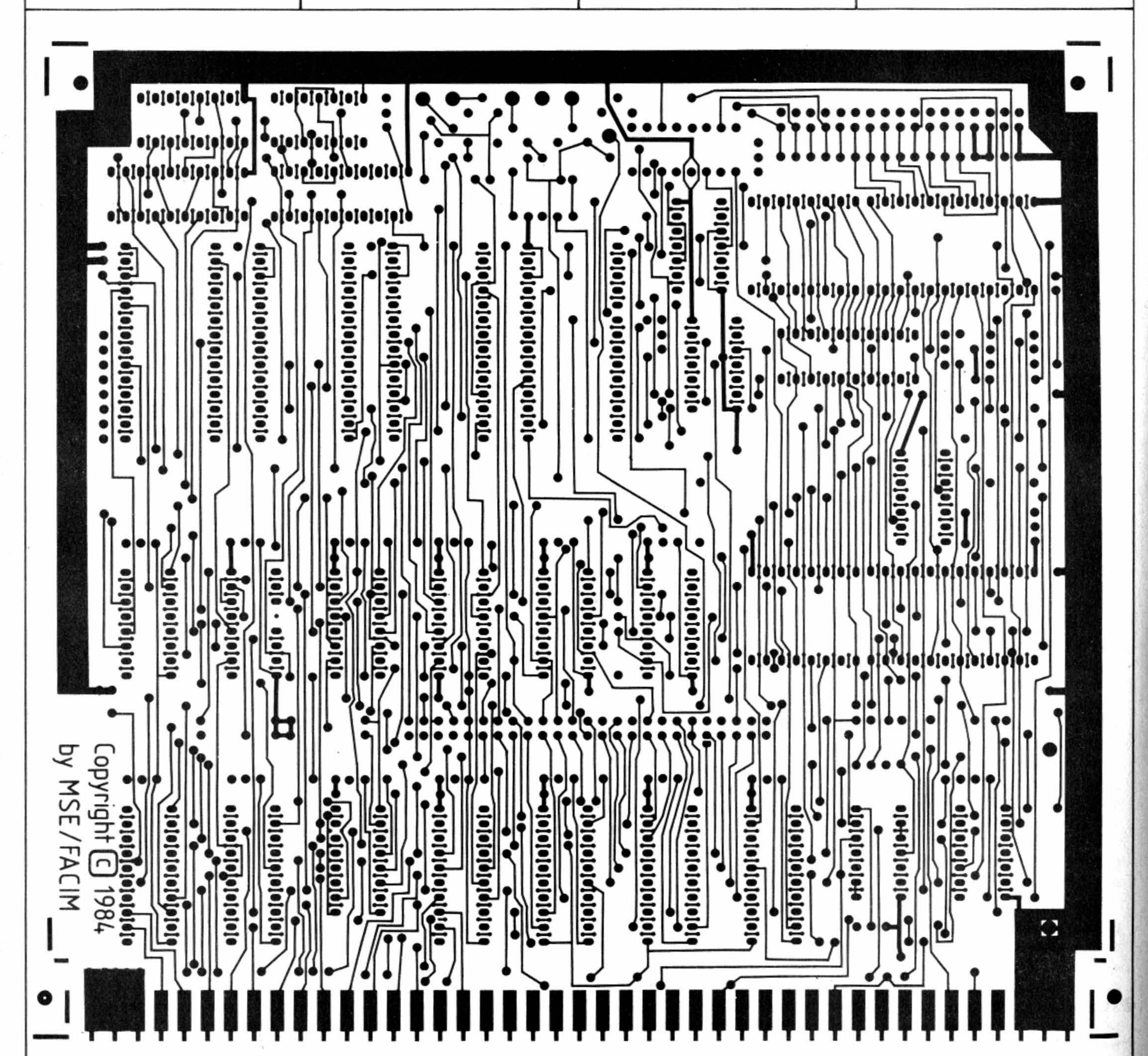


Fig. 1. – Circuit imprimé principal d'AGC 09, vu côté cuivre, échelle 1.

cession suivante : 01, 02, 04, 08, 10, 20, 40, 80. Si tout est correct passez à la suite ; sinon il faut chercher l'erreur dans un ensemble qui reste encore assez limité. Ne continuez pas tant que ce fonctionnement n'est pas obtenu : cela ne servirait à rien !

Procédez ensuite au montage des supports des 74157, des interrupteurs S0 à S3 et de S4, des supports des RAM 1 à 4. Pour ces dernières, et quel que soit votre choix du moment, montez des supports 28 pattes qui vous permettront ainsi d'accroître la résolution de votre carte plus tard (si vous avez choisi la version basse résolution pour l'instant) sans avoir à dessouder quoi ce que soit ce qui est, d'ailleurs, quasiment impossible.

Montez alors le connecteur 50 points côté cuivre du circuit imprimé principal et côté cuivre du circuit imprimé annexe. Faites très attention en le soudant. Montez ensuite le connecteur 8 points sur la droite du CI principal et côté cuivre toujours ; procédez de même pour le circuit annexe. Ce connecteur est disponible chez Facim mais vous pouvez aussi faire comme nous et le réaliser de la façon suivante.

Côté cuivre du CI principal, nous avons soudé un « connecteur » femelle constitué par une moitié de support de circuit intégré 16 pattes alors que côté cuivre du circuit annexe, nous avons soudé 8 picots rigides à section carrée constitués par les pattes d'un support de circuit intégré à wrapper que nous avons sacrifié. Cela fait un excellent connecteur peu coûteux !

Théoriquement, il est possi-

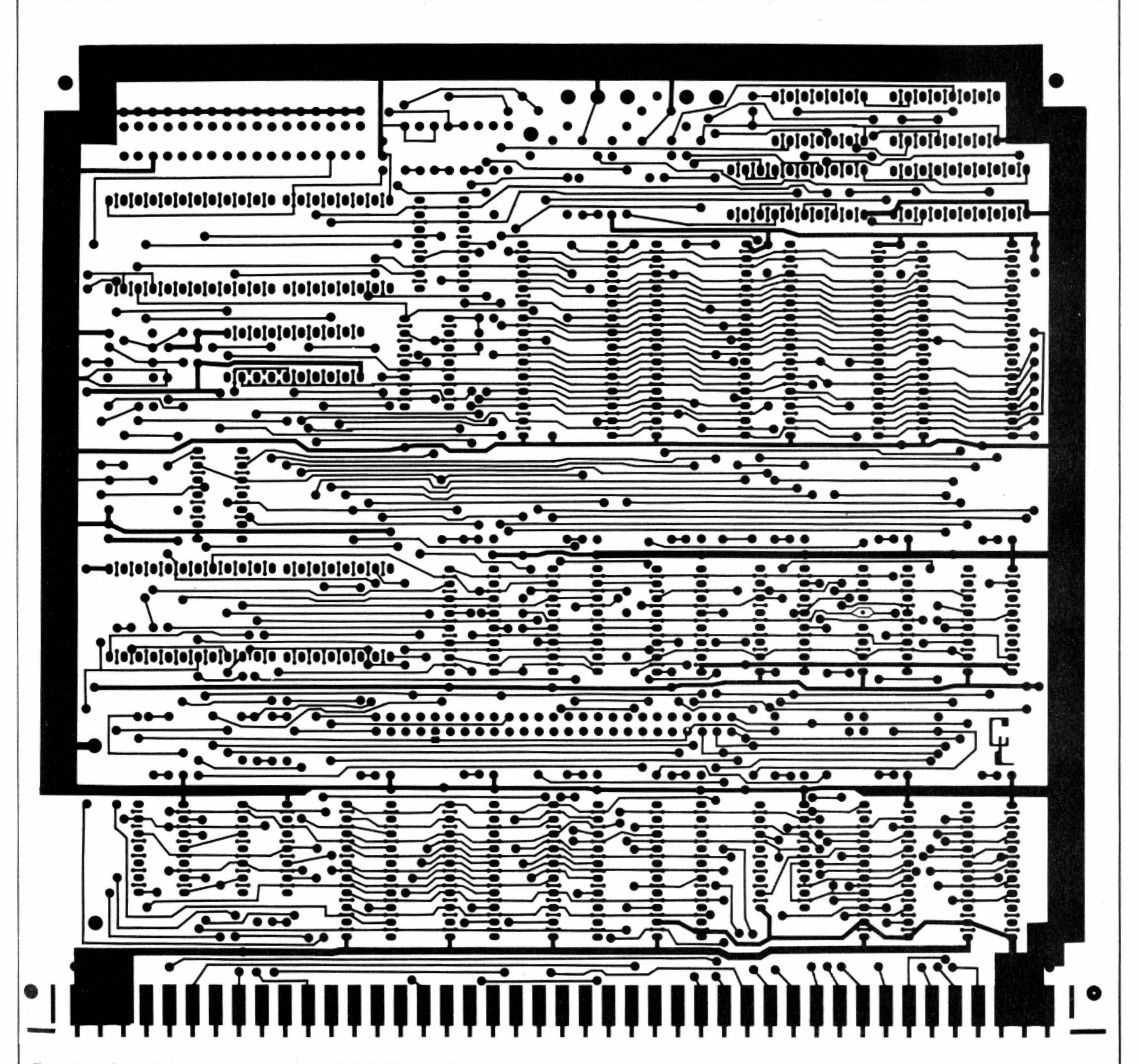
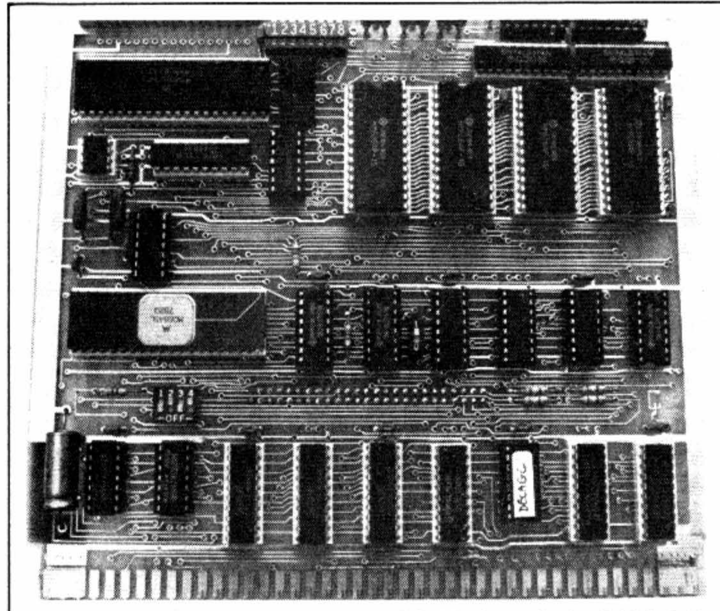


Fig. 2. – Circuit imprimé principal d'AGC 09, vu côté composants, échelle 1.



Le circuit imprimé principal d'AGC 09 équipé de RAM 8 K-mots de 8 bits.

ble de procéder de même pour le connecteur 50 points mais, vu le nombre et la proximité des contacts, c'est une opération risquée et le jeu n'en vaut pas la chandelle vu le faible prix du connecteur spécial prévu pour ce faire.

Si vous avez acheté les connecteurs pour câble plat comme indiqué le mois dernier, il vous faut procéder de la façon suivante. Soudez un connecteur côté cuivre de la carte principale et un connecteur, dans le même sens mais côté composants de la carte annexe. Sertissez ou faites sertir votre morceau de câble plat de façon à ce que, lorsqu'il est mis en place dans les connecteurs, il réalise une liaison fil à fil : la patte 1 du connecteur du CI principal doit aller sur la patte 1 du connecteur du CI annexe et ainsi de suite. Si vos connecteurs ne sont pas munis de détrompeurs « mécaniques » (encoche + bossage sur le boîtier), faites un gros repère au marqueur pour éviter toute inversion dont les conséquences seraient désastreuses pour tous les composants de la carte annexe et pour certains éléments du CI principal !

Lorsque tout cela est fait, mettez en place les RAM 1 et 3 ; si ce sont des 2 K-mots de 8 bits en boîtier 24 pattes, elles doivent occuper la partie basse du support 28 pattes comme schématisé figure 7. Si ce sont des 8 K par 8, il n'y a bien sûr aucun doute vu leur boîtier. Pour des 2 K-mots de 8 bits, fermez S0 et S2 ; pour des 8 K-mots de 8 bits, fermez S1 et S3. Dans les deux cas, laissez S4 ouvert.

Si vous utilisez un terminal, mettez la carte en place dans le système et procédez de la façon suivante : faites un RESET, passez en page 0 par une commande U 0, au moyen des commandes M, D et I de TAVBUG 09, écrivez et lisez dans la RAM ainsi mise en place qui se trouve de 0000 à 0FFF si vous utilisez des RAM 2 K et de 0000 à 3FFF si vous utilisez des RAM 8 K.

Si tout est normal passez à la suite, sinon cherchez l'erreur...

Fig. 3. – Circuit imprimé annexe d'AGC 09, vu côté cuivre, échelle 1.

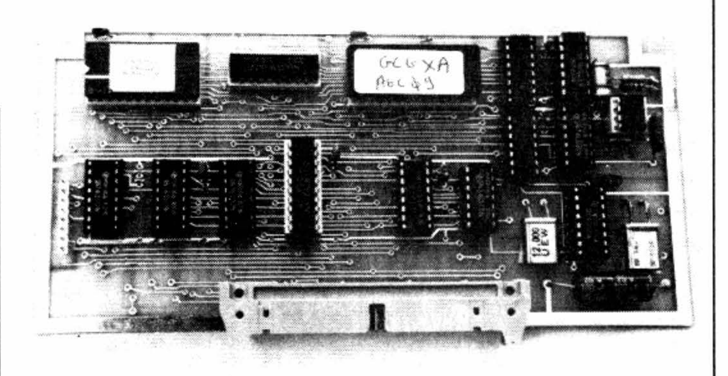
Si vous utilisez une carte IVG ou IVG 09, cet essai ne peut pas être fait car la carte AGC 09, quel que soit son équipement en mémoires, est décodée de 0000 à 3FFF ; elle recouvre donc IVG et IVG 09 qui se trouvent de 1000 à 208F.

Vous pouvez alors procéder à l'équipement du reste de la carte en supports et en composants. Si vous avez prévu d'utiliser le générateur de caractères en RAM, montez les supports de circuits intégrés mais n'équipez pas ceux-ci pour l'instant ; restent donc vides sur le CI annexe : le support 24 pattes, le support 20 pattes du 74541 et les trois supports des 74157. Sur le circuit imprimé principal, le support du 74245/74640 repéré 3 sur la figure 5 reste vide.

Les emplacements des résistances R_1, R_2 et R_3 restent vides également pour l'instant. De plus, si vous utilisez un des claviers que nous avons préconisés (Maxi Switch ou n'importe quel modèle Alphamerics), ne montez pas le 74121 sur son support mais court-circuitez, par un strap en fil nu mis dans celui-ci, les pattes 5 et 6. De même, ne montez rien en R et C au voisinage de ce 74121. Si vous utilisez un clavier différent, essayez aussi de faire comme cela car il y a de grandes chances pour que son signal strobe convienne ; si ce n'était pas le cas, il faudrait alors monter le 74121 et des composants R et C aptes à générer une impulsion de 10 µs environ (R = 10 kΩ et C = 3,3 nF, par exemple).

Selon le type de connecteur 34 points que vous utilisez pour le clavier et si vous montez des mini-interrupteurs en boîtier DIL pour S5 à S10, il vous faudra peut-être faire un peu de « chirurgie » pour que ceux-ci se montent côte à côte sans problème. Nous vous faisons cependant remarquer que dans 99 % des cas : S5, S6, S7, S8, S10 restent ouverts et S9 est fermé ; il est donc possible de ne pas monter de mini-interrupteurs à ces emplacements mais d'y souder des fils nus à demeure (le rôle de ces straps est expliqué au paragraphe utilisation de la carte).

La mise en place du quartz graphique est facultative pour l'instant si vous n'envisagez pas d'utiliser cette fonction. Quoi qu'il en soit, le, ou les, quartz seront fixés à plat sur le CI au moyen d'un petit morceau d'adhésif double face (en



Le circuit imprimé annexe d'AGC 09 ; les composants du générateur de caractères en RAM sont mis en place.

Copyright (C) 1984
by MSE/FACIM
Made in France

Fig. 4. – Circuit imprimé annexe d'AGC 09, vu côté composants, échelle 1.

vente dans tous les magasins de bricolage).

Lorsque tout cela est terminé, procédez à la mise en place des circuits intégrés qui ne le sont pas encore. Attention au sens des quatre circuits en haut et à droite du CI principal qui est opposé à celui des PIA et CRTC. Attention également au sens des 7408, 74121, 7406, 555 et RAM qui est opposé à celui de tous les autres circuits. Ceci vous montre pourquoi nous avons insisté, en introduction, sur l'intérêt de monter les supports eux-mêmes dans le bon sens car il suffit ensuite de regarder le support pour savoir comment se monte le circuit.

Montez les deux cartes dos à dos en les maintenant ensemble au moyen de vis et d'entretoises en rapport avec la taille de vos connecteurs. Attention à ce que les têtes des vis et les écrous ne fassent pas de courts-circuits entre pistes des deux cartes. Utilisez des vis en nylon ou des rondelles isolantes si nécessaire.

Nous pouvons maintenant procéder aux raccordements, dernière étape avant la mise sous tension finale.

Les connexions

Il vous faut tout d'abord établir un câble de liaison avec votre clavier. La figure 8 vous indique le brochage du connecteur de la carte qui est stricte-

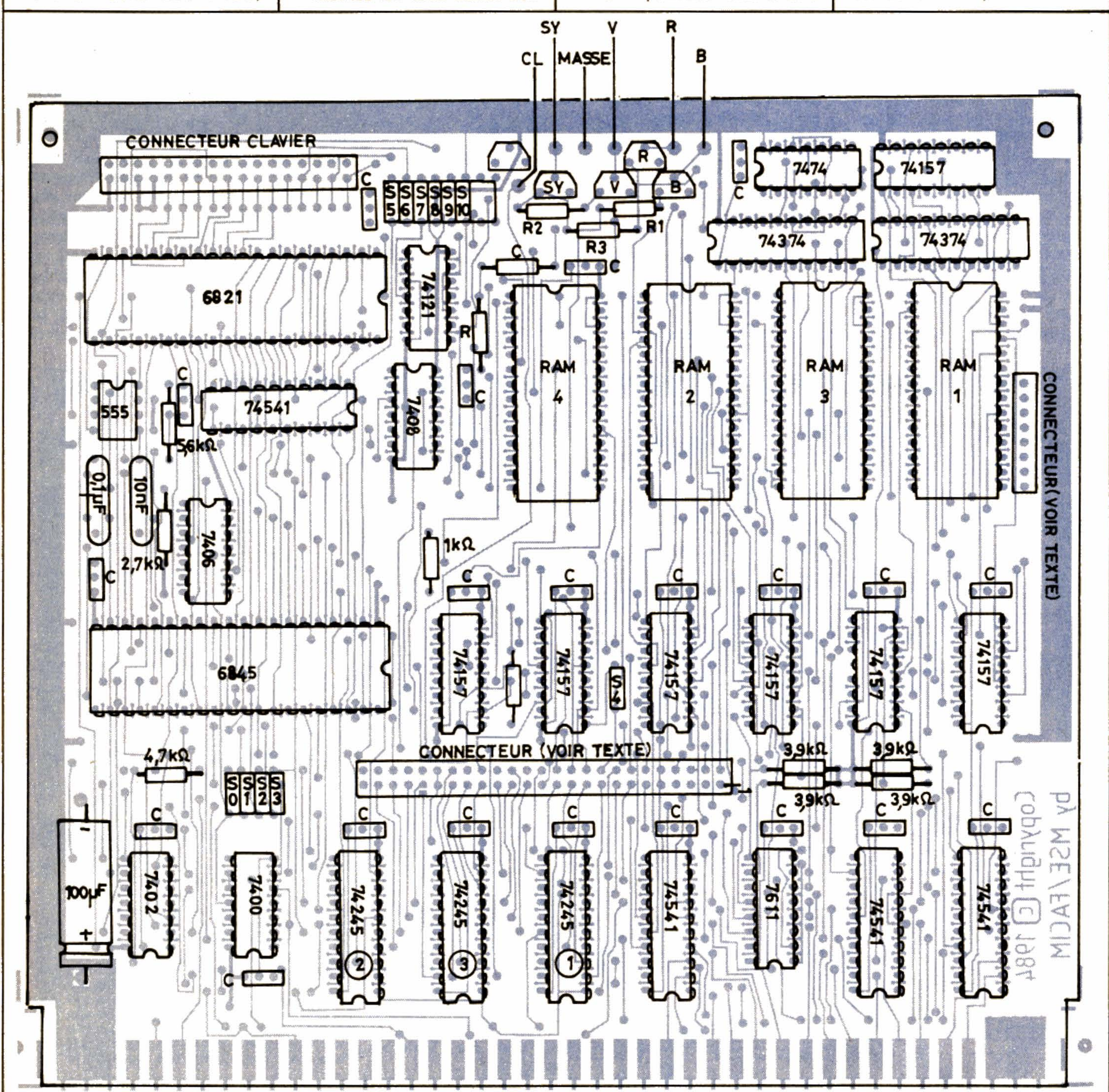


Fig. 5. – Implantation des composants sur le circuit imprimé principal d'AGC 09.

ment compatible avec celui d'IVG et IVG 09. Si vous passez d'une carte à l'autre vous n'aurez donc rien à refaire. Le câble plat 34 points partant de la carte aboutira sur une des prises de la face arrière du boîtier (dans le cas du boîtier Incodec) et vous pourrez utiliser une des prises Canon à 25 points pour faire la liaison avec votre clavier dans son boîtier externe. Ce câble de liaison pourra être plat ou constitué par du fil en nappe mais évitez de lui donner une longueur supérieure à 1,50 mètre.

Sur ce même connecteur 34 points se trouve aussi l'entrée light pen ou photostyle ou encore stylo lumineux inutilisée pour l'instant. En revanche, la sortie HP doit être raccordée à un petit haut-parleur d'impédance quelconque (mais si vous avez le choix, prenez-la la plus élevée possible) dont l'autre extrémité sera reliée à la masse. C'est lui qui est chargé de faire entendre le « bip » généré chaque fois qu'un code ASCII 07 (Bell) est utilisé. Ce haut-parleur peut être monté dans le boîtier du système ou, ce qui est plus logique, dans le boîtier du clavier.

A propos de ce dernier, positionnez les straps S7, S8, S9 et S10 en fonction de votre clavier et des indications de la figure 9. Pour les claviers que nous avons préconisés, seul S9 est à fermer.

En ce qui concerne les mémoires, et au cas où vous n'auriez pas suivi nos précédentes indications, fermez S0 et S2 pour les 2 K-mots de 8 bits et S1 et S3 pour les 8 K-mots de 8 bits. Laissez, pour l'instant, S4 ouvert.

Le raccordement au moniteur ou au récepteur TV n'est pas compliqué à réaliser d'autant que notre carte peut travailler avec un vrai moniteur monochrome ou couleur ou avec un récepteur TV couleur disposant d'une prise péritélévision.

Dans un cas comme dans l'autre, procédez de la façon suivante : reliez les sorties R, V, B, SY, CL et masse de la carte à une prise DIN ayant au moins 6 broches (les 7 broches sont plus courantes) que vous monterez dans une découpe de la face arrière prévue à cet effet. Cette façon de faire permet, par simple changement d'un câble externe, de connecter un moniteur monochrome, un moniteur couleur ou un récepteur TV sans avoir à retoucher le câblage dans le boîtier. Réalisez ensuite un câble pour moniteur monochrome ou pour téléviseur en suivant les indications de la figure 10.

Nous n'avons pas représenté sur cette figure le brochage de la prise DIN car il dépend de ce que vous aurez utilisé mais nous y avons fait figurer les appellations des signaux sortant d'AGC 09 ; il n'y a donc aucun risque de confusion. Si vous utilisez un moniteur couleur, il faudra faire un câble en fonction de celui-ci, aucune prise n'étant normalisée en ce domaine ; sachez seulement que : R, V et B sont les signaux vidéo rouge, vert et bleu, que SY est la sortie de synchronisation composite et que CL n'est utilisé que pour les prises péritélévision dont il

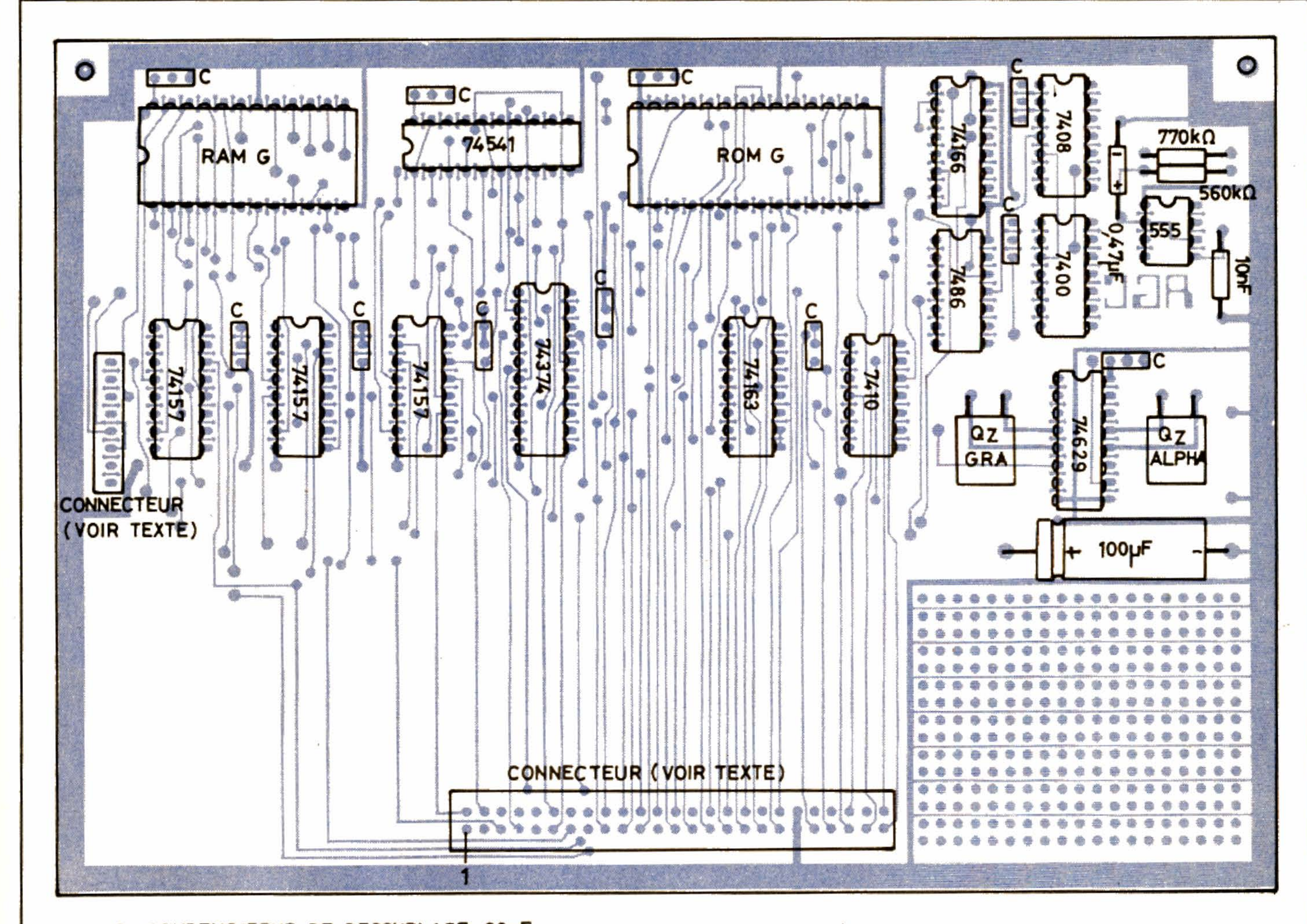


Fig. 6. – Implantation des composants sur le circuit annexe d'AGC 09.

est chargé de mettre à 12 V la patte 8 pour commuter les récepteurs TV en position péritélévision ; ce dernier signal ne sert donc à rien pour un moniteur. Lorsque ces câbles sont faits, positionnez à mi-course les curseurs de tous les potentiomètres ajustables.

La carte AGC 09 et TAVBUG09

Ainsi que nous l'avons expliqué dans notre précédent numéro, cette carte est compatible avec IVG 09 afin de ne pas imposer une réécriture de tous les logiciels existants sur le système. Cependant, du fait de la présence des possibilités couleur, il a fallu modifier un peu TAVBUG09 afin de garder cette compatibilité, d'une part, mais aussi afin de vous permettre d'avoir accès à des commandes de sélection de couleurs au moyen de séquences ESC X comme celles utilisées sur TAVBUG09 et TAVBUG09 V1.0 pour les changements de types de vidéo. Nous avons donc modifié TAVBUG09 V1.0 (celui du DOS) qui est devenu TAVBUG09 V1.C (C pour Couleur). Si vous nous demandez le DOS, il vous suffira simplement de mentionner dans votre demande que vous voulez TAVBUG09 V1.C (dans le cas contraire c'est le « vieux » TAVBUG09 V1.0 qui est systématiquement fourni).

Si vous possédez déjà TAVBUG09 V1.0 parce que vous avez acquis le DOS avant l'existence de cette carte, vous pouvez vous procurer TAVBUG09 V1.C sur simple demande adressée à l'auteur aux mêmes conditions tarifaires que celles de fourniture du TAVBUG09 normal telles qu'elles sont indiquées dans les informations 6809 en votre possession. Lors de cette demande n'oubliez pas d'indiquer votre numéro personnel de DOS.

Pour l'instant, nous n'avons pas prévu de version du TAVBUG09 « normal » c'est-à-dire celui qui est utilisé sur les systèmes n'ayant pas le DOS en version couleur. S'il s'avérait que vous êtes plusieurs à nous le demander (à nous faire savoir par lettre), nous ferions alors le nécessaire.

Les possibilités de ce nouveau TAVBUG09 V1.C sont décrites ci-après au paragraphe utilisation de la carte.

Mise sous tension

N'oubliez pas, avant de mettre sous tension, de positionner correctement les mini-interrupteurs de la carte CPU09 qui sélectionnent le fonctionnement avec un terminal ou avec IVG-AGC. S3 et S4 (fig. 8, page 160, n° 1680) doivent être ouverts.

Raccordez votre moniteur ou récepteur TV et mettez sous tension. Si tout est correct, vous devez avoir un écran noir (ou presque) avec le message TAVBUG09 V1.C en haut et à gauche. Si l'image est déchirée ou instable, ajustez le potentiomètre marqué SY sur la figure 5 jusqu'à stabiliser l'image ; retouchez éventuellement légèrement les réglages de stabilité horizontale et verticale du téléviseur ou du moniteur. En version moniteur, si, potentiomètre de synchro à fond, vous ne pouvez synchroniser votre image, baissez le curseur des trois autres potentiomètres côté masse afin d'arriver à la stabilité.

Lorsque c'est fait, frappez une commande de TAVBUG au clavier et constatez que tout se passe normalement.

En cas de panne, complète ou partielle, et après les vérifications d'usage (sens des circuits, pont de soudure, oubli de soudure) et si vous ne disposez pas d'un oscilloscope digne de ce nom, le mieux est de vous adresser à un autre réalisateur du système ou à Facim qui peut procéder, sous certaines conditions, à la mise en service des cartes en panne (ces conditions sont à demander directement à cette société et non à l'auteur).

Utilisation d'AGC 09

Nous allons parler tout d'abord du mode alphanumérique qui est le plus facilement

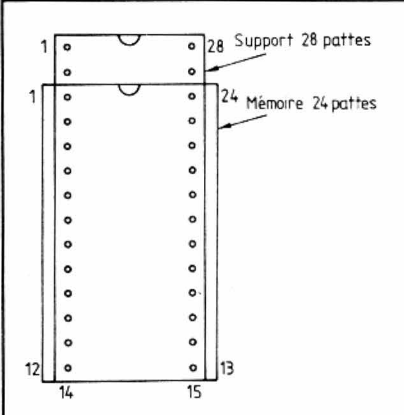
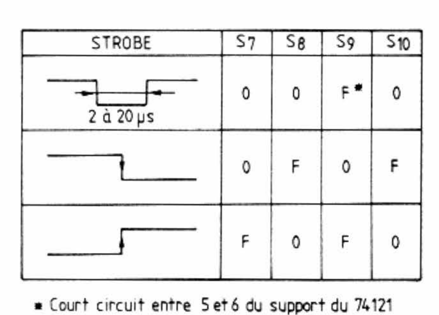


Fig. 7. – Mise en place des mémoires 24 pattes sur les supports 28 pattes.



STROBE	S7	S8	S9	S10
2 à 20 µs	0	0	F*	0
	0	F	0	F
	F	0	F	0

* Court circuit entre 5 et 6 du support du 74121

Fig. 9. – Fonction des interrupteurs S7 à S10.

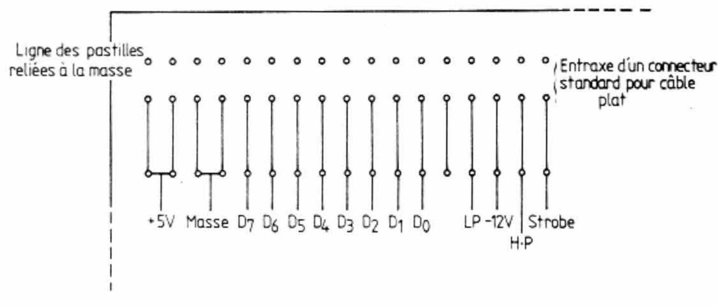
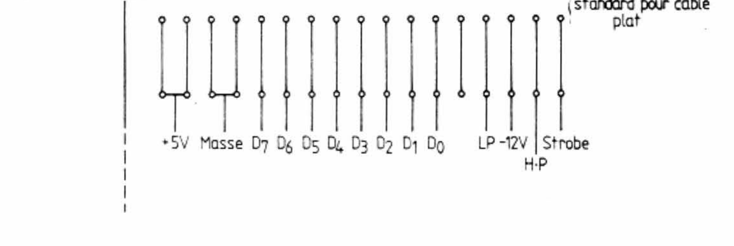



Fig. 8. – Brochage du connecteur du clavier.

Fig. 10. – Réalisation des cordons moniteur et péritélévision.

accessible tant à partir du langage machine que du Basic.

Tout d'abord, et pour ceux d'entre vous qui passent de TAVBUG09 V1.0 à V1.C, précisons que tous les logiciels qui fonctionnaient avec le premier fonctionnent avec le second. Seule la vidéo demi teinte n'est pas restituée par TAVBUG09 V1.C (si certains de vos programmes utilisaient cette possibilité, l'affichage correspondant se fera en vidéo normale si vous ne faites aucune modification) car cela n'a plus de signification en couleur. Seule ombre au tableau, mais elle ne devrait concerner que des cas rarissimes, si vous avez réalisé des logiciels qui vont écrire directement dans la carte IVG 09, il va falloir les modifier pour faire correspondre les adresses des PIA, CRTC et RAM. Cela ne devrait pas poser de problème et devrait se limiter à un simple réassemblage de ceux-ci après correction des adresses concernées.

Pour ce qui est des méthodes de sélection des divers types de vidéo ou du générateur de caractères en RAM, nous avons repris le principe

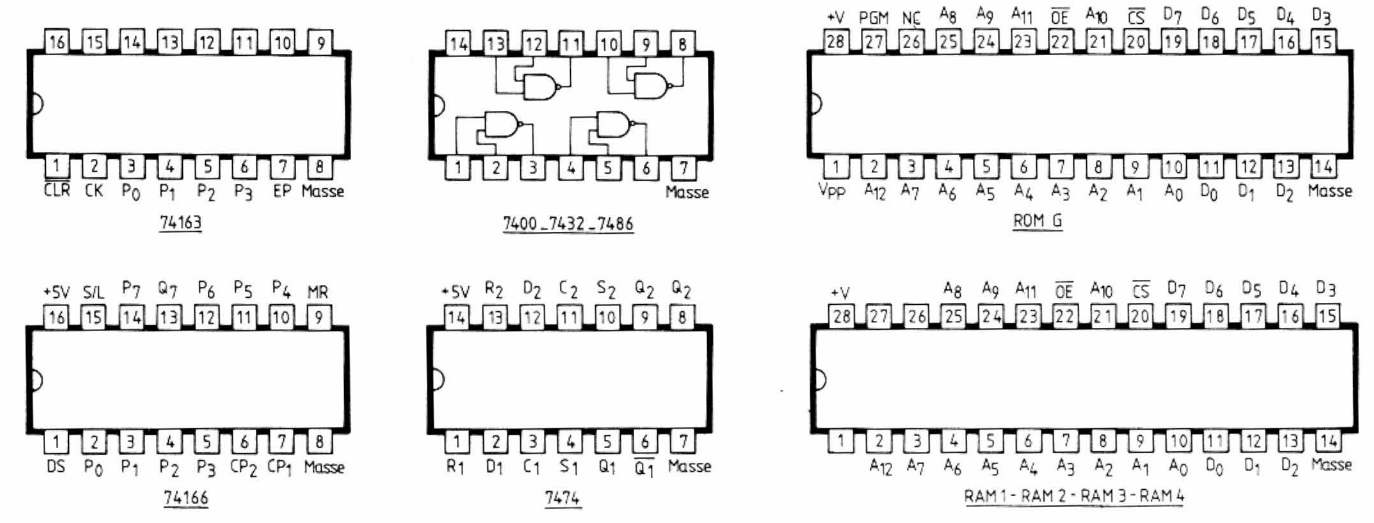


Fig. 12. – Brochage des circuits intégrés.

CARACTERES	CODES HEXA.	FONCTION
ESC 0	1B 30	Vidéo normale blanche sur fond noir
ESC 1	1B 31	Vidéo clignotante
ESC 2	1B 32	Vidéo inversée
ESC 3	1B 33	Vidéo inversée clignotante
ESC 4	1B 34	Vidéo normale
ESC 5	1B 35	Vidéo clignotante
ESC 6	1B 36	Vidéo inversée
ESC 7	1B 37	Vidéo inversée clignotante
ESC 8	1B 38	Commutation générateurs de caractères
ESC K	1B 4B	Vidéo clignotante
ESC F	1B 46	Vidéo fixe (arrêt clignotant)
ESC R	1B 52	Fond rouge
ESC E	1B 45	Fond vert
ESC B	1B 42	Fond bleu
ESC L	1B 4C	Fond blanc
ESC A	1B 41	Fond magenta
ESC C	1B 43	Fond cyan
ESC N	1B 4E	Fond noir
ESC J	1B 4A	Fond jaune
ESC r	1B 72	Caractères rouges
ESC e	1B 65	Caractères verts
ESC b	1B 62	Caractères bleus
ESC l	1B 6C	Caractères blancs
ESC a	1B 61	Caractères magenta
ESC c	1B 63	Caractères cyan
ESC n	1B 6E	Caractères noirs
ESC j	1B 6A	Caractères jaunes

Fig. 11. – Caractères de sélection des divers types de vidéo.

utilisé par TAVBUG09 et TAVBUG09 V1.0, à savoir, l'utilisation de séquences ESC suivies d'une lettre ou d'un chiffre. La figure 11 résume tout cela en un tableau synthétique. Vous pouvez remarquer que les codes utilisés par TAVBUG09 et TAVBUG09 V1.0 pour IVG 09 se retrouvent ici mais que ceux de la vidéo demi-teinte sont sans effet (ils laissent la vidéo normale). Remarquez la présence de deux nouvelles séquences ESC K pour passer en vidéo clignotante sans modifier les définitions de couleur et ESC F pour passer en vidéo fixe sans modifier les définitions de couleur. Les changements de couleurs sont codés aussi logiquement que possible : des lettres majuscules fixent les couleurs de fond et des minuscules les couleurs de caractères. Les correspondances suivantes ont été adoptées : R ou r pour rouge, B ou b pour bleu, E ou e pour vert (ESC V était déjà utilisé par le logiciel Graphix de la Centrale d'Achats Informatique), L ou 1 pour blanc (B et b sont utilisés pour bleu), N ou n pour noir, C ou c pour cyan (bleu ciel) J ou j pour jaune et

A ou a pour magenta (mauve, ESC M était déjà utilisé par le logiciel Graphix précité).

Ces séquences peuvent être envoyées à partir d'un programme en langage machine sous la forme hexadécimale (1 B, 45 pour ESC E par exemple) en utilisant le sous-programme de sortie de caractères de TAVBUG09 V1.C qui s'emploie comme celui de TAVBUG09 V1.0 et que nous avons déjà eu l'occasion de décrire dans nos précédents numéros.

A partir du Basic, l'envoi de ces séquences se fait de façon tout aussi simple puisqu'il suffit de faire des PRINT CHR$(27) ; « X » où X est le caractère à envoyer.

Si vous utilisez un téléviseur couleur ou un moniteur couleur, initialisez l'écran en blanc et ajustez les trois potentiomètres de 1 kΩ R, V et B pour que le blanc soit blanc. Si vous utilisez un moniteur monochrome, un tel ajustement est plus difficile mais, s'il est bien fait, il permet ensuite de disposer de huit niveaux de gris. Pour bien le faire, le seul moyen est d'utiliser, ne serait-ce qu'un court instant, un téléviseur couleur, et de procéder comme indiqué plus haut.

Deux remarques restent à faire à propos de cette utilisation. Les commandes de passage en vidéo inversée et clignotante respectent les choix de couleurs préalablement réalisés. Ainsi, si vous écrivez en bleu sur fond jaune (beurk !), le fait de faire ESC 2 vous fera passer en jaune sur fond bleu.

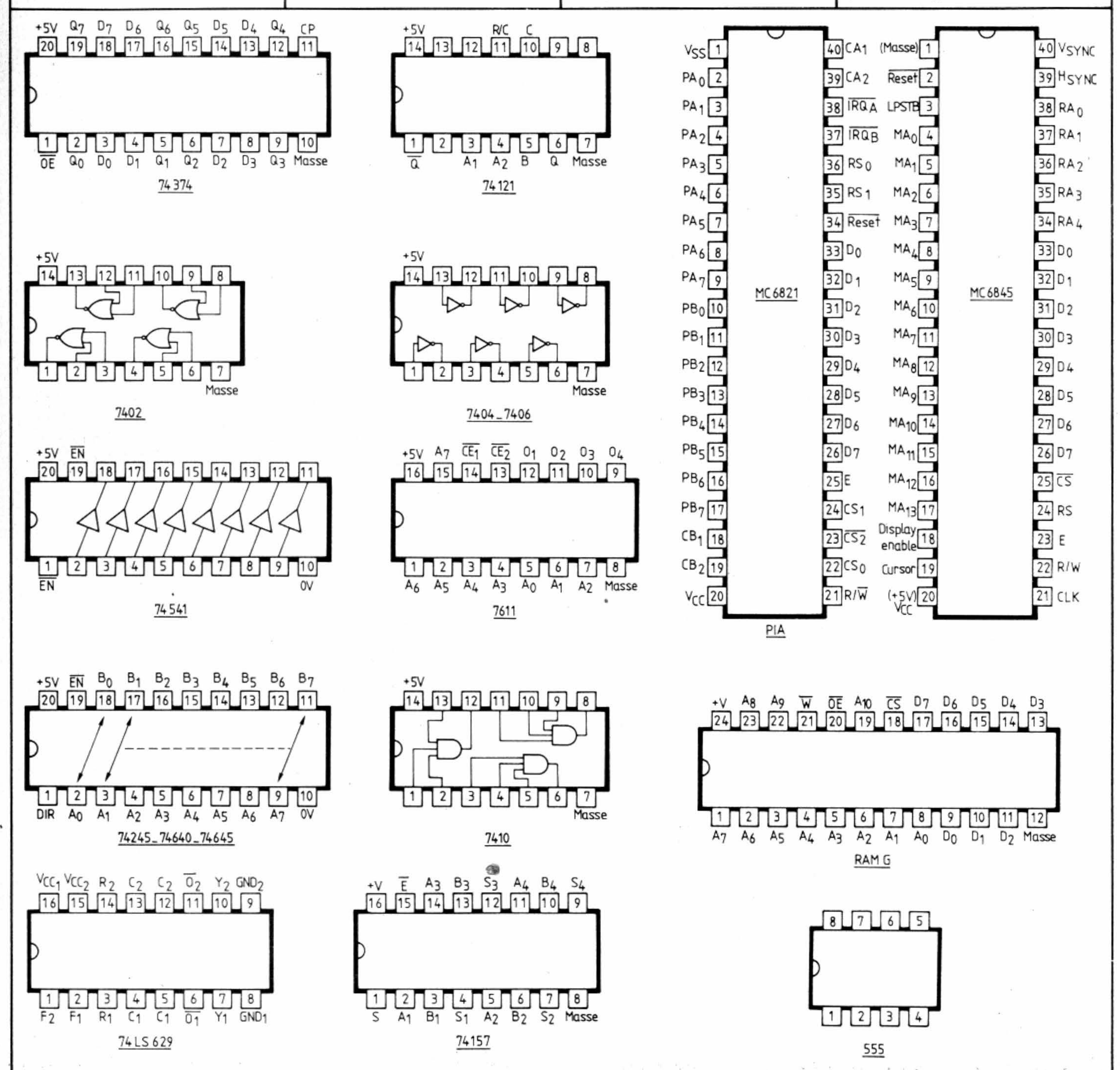
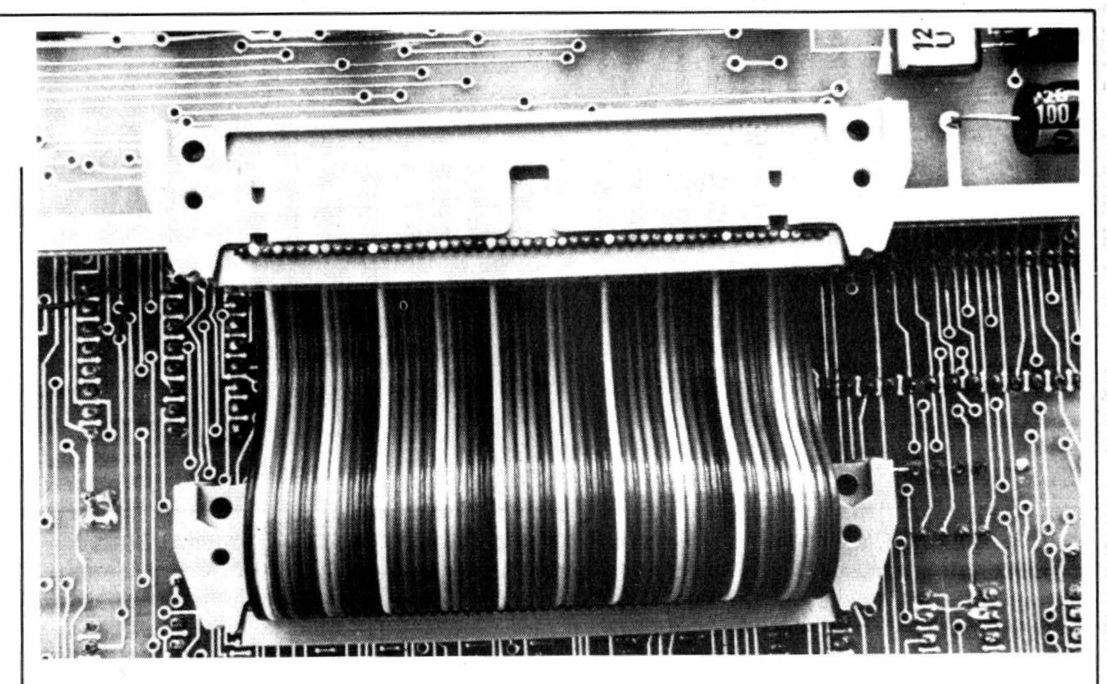


Fig. 12. – Brochage des circuits intégrés (suite).

Enfin, ne soyez pas surpris si une commande CNTRL L (effacement d'écran) est plus longue à exécuter que sur IVG 09 ; quel que soit l'équipement mémoire de votre carte, TAVBUG09 V1.C efface systématiquement les 16 K-octets que peut recevoir AGC 09 ; même avec un 6809 et en langage machine cela prend tout de même plusieurs centaines de millisecondes.

Le graphique et le générateur de caractères en RAM

Vu l'ampleur de ce sujet, nous lui consacrerons la première partie de notre prochain article avec quelques conseils de programmation, une grille d'adressage de l'écran, une table d'initialisation ou 6845 pour obtenir les 512 points sur 256 points, etc.



Le câble plat de liaison entre les deux cartes. Sur ce prototype la carte annexe n'a pas sa largeur définitive.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui en souhaitant que ce volumineux article vous ait permis de mener à bien la réalisation de cette carte qui, même si vous n'utilisez pas ses possibilités graphiques, permet déjà de donner une autre dimension à votre micro-ordinateur grâce à la couleur.

C. TAVERNIER

Nota

L'auteur tient à remercier son ami Gérard Goimond pour sa participation à la conception de cette carte et aux adaptations de TAVBUG09 V1.0.

Bloc-notes

BIBLIOGRAPHIE

LA PROPAGATION DES ONDES

TOME I : EVALUATION DES CIRCUITS DE COMMUNICATION

par Serge CANNIVENC

240 pages, format 21 × 26,5 cm sous couverture souple pelliculée. Soracom éditeur. Prix : 165 F

Voilà un ouvrage hautement spécialisé. En effet, comme le dit l'auteur dans son introduction, « le but de cet ouvrage est de permettre aux utilisateurs de la bande HF (2 à 30 MHz) la détermination des données nécessaires à l'étude de circuits de communication en propagation ionosphérique à courte, moyenne et grande distance ». En fait, les problèmes se rapportant à la propagation ionosphérique dans la bande VHF et leur extension éventuelle dans la bande UHF seront abordés dans la deuxième partie de l'ouvrage (donc dans le tome II).

Le lecteur trouvera cependant en plus, dans ce livre et ses divers chapitres, une analyse et une synthèse des divers phénomènes ionosphériques, l'auteur indiquant, à chaque occasion, leur influence sur la propagation, dans la limite de ce que nous connaissons à ce jour dans ce domaine. Il y trouvera également un certain nombre de données de base lui permettant de mieux différencier et assimiler les processus de production et d'évolution de l'ionisation (ionisation par rayonnement, par chocs électroniques, thermiques, par transfert de charge), de recombinaisons et d'attachements. Cela lui permettra, quand ces aspects fondamentaux seront appliqués au milieu ionosphérique réel, de mieux appréhender les différents angles sous lesquels peut être vue la propagation des ondes. L'ouvrage fourmille d'exemples concrets, de renseignements, d'indications, de courbes explicatives, résultats d'un patient travail de recherche auquel l'auteur a consacré dix bonnes années de sa vie. Quant à la bibliographie, comme le dit l'auteur, « elle est aussi complète que possible », et, effectivement, chaque chapitre en comporte une, laquelle permettra de trouver des références propres à compléter les sections qui attisent l'intérêt du lecteur. A propos de cette bibliographie, qui comporte des centaines de références, disons quand même que nous avons été surpris de ne pas y trouver cités des ouvrages français fondamentaux sur la propagation des ondes, comme celui de David et Voge, ou encore celui de Boithias, plus récent. Tout comme nous ne comprenons pas très bien la démarche de l'auteur, qui traite les premiers chapitres en utilisant les systèmes d'unités UESCGS et UEMCGS sans les relier au système SI, pour ensuite faire exclusivement usage de ce dernier. Un petit tableau de correspondance entre les diverses unités aurait sans doute été nécessaire. Enfin — est-ce un oubli ou est-ce dû au fait que ce livre était primitivement prévu en un seul volume ? —, ce tome I ne comporte pas de table des matières, ce qui est assez curieux.

Quoi qu'il en soit, ce livre sur la propagation des ondes ne manquera pas de retenir l'attention de tous ceux qui œuvrent dans la communication hertzienne, qu'il s'agisse des professionnels des télécommunications publiques et privées, ou encore des émetteurs amateurs qui y trouveront une mine de renseignements bien souvent épars dans de multiples ouvrages. Rien d'étonnant à cela, Serge Cannivenc est, lui aussi, radioamateur, sous l'indicatif F8SH.

Ch. PANNEL

IMPULSIONS DE PUISSANCE

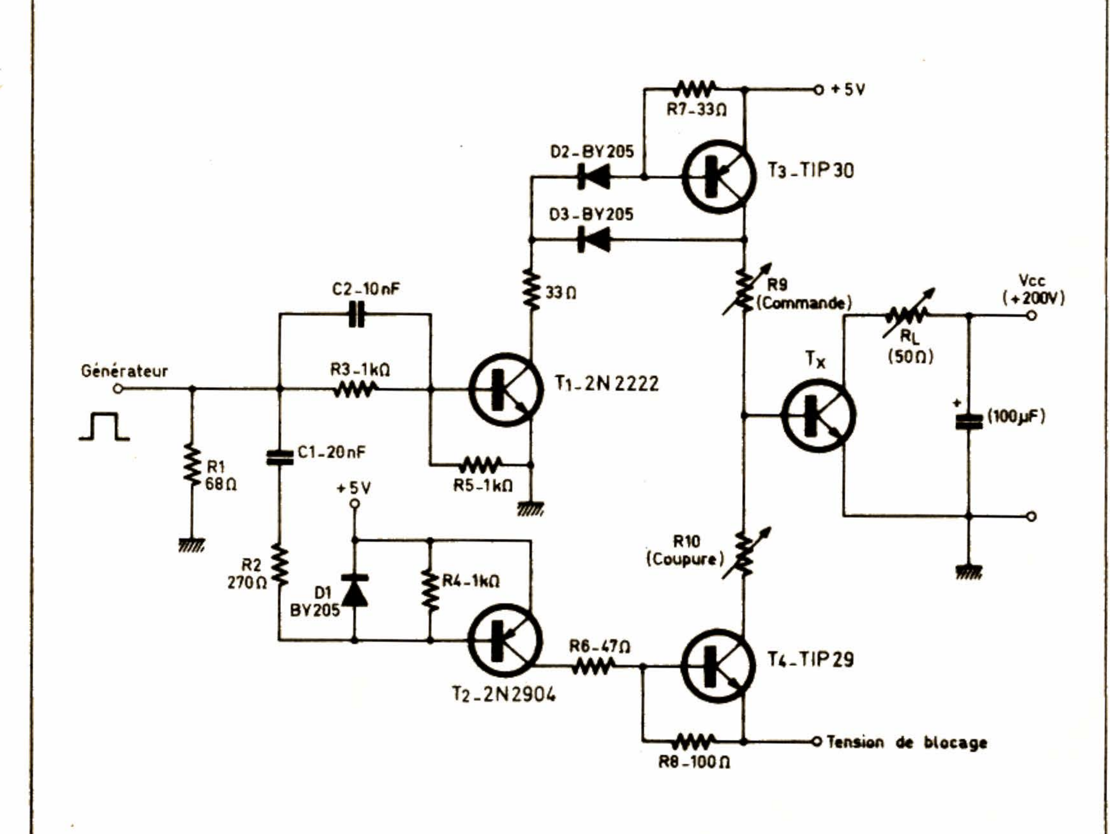
Une impulsion, c'est une chose d'autant plus difficilement rapide qu'elle est plus puissante. D'où l'intérêt de pouvoir mesurer, de façon précise, le comportement d'un transistor de puissance en régime impulsionnel.

Le problème, c'est qu'il faut disposer, en l'occurrence, d'une intensité impulsionnelle pouvant atteindre 1 A, alors que les générateurs d'impulsions de type courant ne délivrent que quelques volts dans 50 Ω. Il faut donc un préamplificateur d'intensité, suffisamment rapide pour ne pas altérer le résultat de la mesure.

Le schéma proposé est un circuit complémentaire, avec 2N 2222/2904 à l'entrée, et TIP 29/30 en sortie. On recommande une durée d'impulsion de 20 µs et une fréquence de recurrence de 500 Hz. L'impulsion positive d'entrée provoque la saturation de T_3. Du fait de la tension de déchet de T_3 et du seuil base-émetteur de T_x, il y aura alors environ 4 V (pour 5 V d'alimentation) aux bornes de R_9. On pourra ainsi choisir $R_9 = 4\ V/I_{Bx}$, si I_{Bx} est l'intensité de base de T_x à laquelle on veut effectuer la mesure.

A la fin de l'impulsion d'entrée, C_1 transmet une variation rapide à T_2, lequel commande alors la saturation de T_4. Celui-ci accélère la coupure de T_x par évacuation rapide des porteurs de charge. L'intensité instantanée de coupure sera fonction de R_{10} et de la tension négative d'alimentation du montage, désignée, dans le schéma, par tension de blocage. Cette tension sera comprise entre 0 et − 5 V, suivant les conditions d'utilisation de T_x.

Les données d'alimentation du circuit sont de 5 V, 1 A pour le positif, et de 0...5 V, 1 A pour la tension négative de blocage.



Liste des composants

T_1 : 2N 2222
T_2 : 2N 2904
T_3 : TIP 30
T_4 : TIP 29
D_1, D_2, D_3 : BY 205 (ou autre diode rapide)
C_1 : 20 nF
C_2 : 10 nF
R_1 : 68 Ω
R_2 : 270 Ω
R_3, R_4, R_5 : 1 kΩ
R_6 : 47 Ω
R_7 : 33 Ω
R_8 : 100 Ω
R_9, R_{10} : suivant conditions de fonctionnement (voir texte)

The Power Semiconductor. Data Book, Texas-Instruments, 1983

Pratique de la Mesure

L'OSCILLOSCOPE

Nous avons discuté, dans les derniers articles, de la manière d'obtenir la représentation graphique des signaux observés sur l'écran de l'oscilloscope. Nous avons vu qu'il fallait provoquer un « balayage horizontal linéaire de l'écran » à vitesse réglable, selon la propre vitesse du signal observé. Ce balayage linéaire pouvant soit se produire spontanément – et alors il faut le synchroniser sur le signal –, soit être déclenché par le signal lui-même. La seconde solution étant de loin la meilleure, c'est elle qui est retenue sur tous les oscilloscopes de fabrication récente.
Avant de passer aux chapitres concernant l'utilisation proprement dite de l'oscilloscope, nous allons encore étudier quelques perfectionnements de cet appareil qui en augmentent beaucoup l'efficacité et le confort !

La double base de temps

Lors de la visualistion d'un signal, il peut être utile d'observer de plus près un détail apparaissant en un point quelconque de la courbe. Il peut, par exemple, exister un petit accident sur un des flancs du signal rectangulaire de la figure 1.

Notons que cet accident se situe sur le front montant du créneau. Il sera donc préférable d'adopter un déclenchement négatif, plaçant le front descendant en début de balayage. Le choix de la vitesse d'observation nous permet alors de visualiser une « tranche de temps » plus ou moins longue du signal.

Ainsi, avec t_1, nous verrons... n périodes. Avec t_2, nous verrons deux périodes (donc deux fois l'accident), avec t_3, une seule période et une fois l'accident. Enfin, avec t_4, une demi-période et une fois aussi le détail en question. C'est bien entendu avec t_4 que le « grossissement » sera le plus fort ! Pourtant l'accident, tout « grossi » qu'il est, n'en reste que peu visible, occupant une partie insignifiante de l'écran.

Pour pallier cette difficulté, on peut faire appel à deux techniques :

METHODE DE L'EXPANSION HORIZONTALE

Pour bien voir le détail de la deuxième impulsion de l'oscillogramme A, il suffit de le regarder « à la loupe », c'est-à-dire d'en donner une image dilatée agrandie. Pour obtenir ce résultat à l'écran, c'est très simple : imaginons un instant que, en mode normal, la dent de scie de balayage ait une amplitude de 50 Vcc, donnant une longueur de 10 cm. Multiplions par 10 la tension de balayage, la portant à 500 Vcc. Dans ces conditions, sur l'écran, la balayage aura une longueur de 10 × 10 cm, soit 100 cm ! Pratiquement, bien sûr, ce n'est pas possible, le tube ne faisant toujours que 10 cm : le balayage va donc déborder du tube, 45 cm à gauche perdus, 45 cm à droite de même, et il reste les 10 cm du centre qui vont effectivement balayer le tube. On ne verra donc à l'écran que la partie centrale de l'ancien balayage, soit 10 cm sur 100 ou 1/10. Les détails se trouvant précisément dans cette

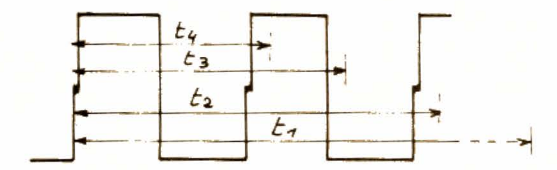


Fig. 1. – Examen d'un détail en simple balayage.

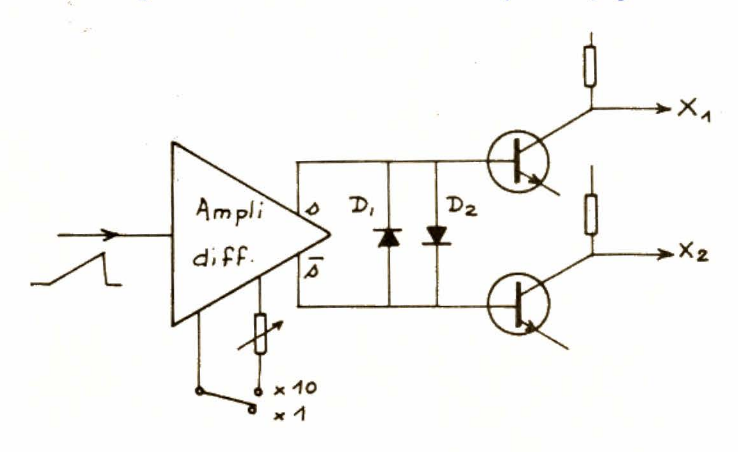


Fig. 2. – Circuit d'expansion de balayage.

partie centrale seront aussi dilatés 10 fois dans le sens horizontal et ainsi bien visibles.

Pour obtenir ce résultat, de nombreux oscilloscopes disposent d'une commande « d'expansion horizontale » de facteur 10, car c'est plus pratique !

Ainsi, en actionnant cette commande, l'impulsion centrale de l'oscillogramme A apparaît-elle suivant l'oscillogramme B. Gros avantage : elle est bien centrée dans l'écran et on voit parfaitement tant le flanc montant que le descendant.

Sur le plan de la réalisation de l'oscilloscope, la complication est relativement minime, comme le montre la figure 2. Il suffit, en effet, de prévoir une commutation de gain d'un étage de l'amplificateur horizontal. Dans la figure, il s'agit de l'étage différentiel attaquant la paire de transistors de « puissance » de la déviation. Le gain est multiplié par 10 et les tensions d'attaque du final sont 10 fois plus élevées. Toutefois, afin d'éviter d'appliquer des tensions excessives sur les bases, en risquant le claquage, des diodes D_1 et D_2 font un écrêtage sévère. Le balayage ne fait donc pas 1 m mais reste à amplitude relativement constante, comme le montre la figure 3.

Inconvénients de la méthode

Si la calibration du balayage en « normal » est facile et précise, généralement elle est beaucoup moins bonne en mode « expansé ». Il est donc plus difficile d'y faire des mesures exactes.

De par le principe même de l'expansion, c'est la partie centrale de la trace qui est visible. Pour observer ainsi un détail, il est donc nécessaire de l'amener d'abord au centre de l'écran, ce qui n'est pas toujours facile, puis d'actionner l'expansion. Les détails en dehors de la partie centrale ne sont jamais visibles.

C'est bien pourquoi les fabricants d'oscilloscopes ont mis au point une seconde technique, plus efficace que la première, mais beaucoup plus coûteuse et beaucoup plus complexe.

METHODE DU DOUBLE BALAYAGE

L'oscilloscope possède cette fois deux bases de temps générant des rampes. Ces deux bases de temps sont identiques. Par exemple, si l'une a 23 positions, l'autre aussi ! Elles sont par ailleurs absolument indépendantes.

Le signal servant au balayage effectif de l'oscilloscope sera issu de l'une ou de l'autre, ou des deux en même temps.

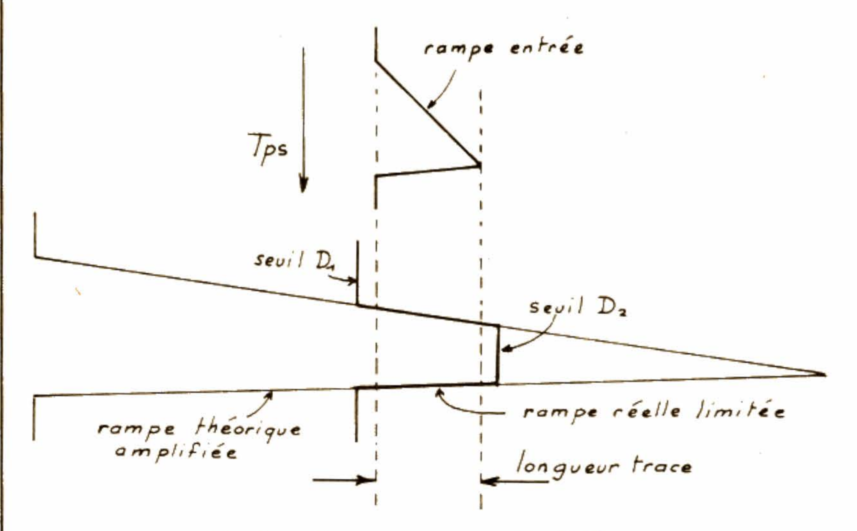


Fig. 3. – Signaux en expansion X 10.

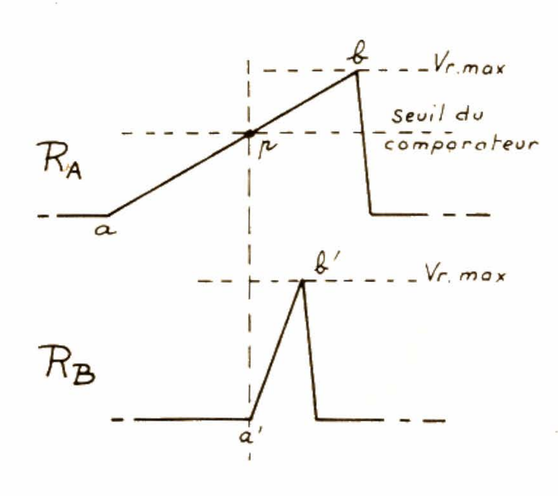
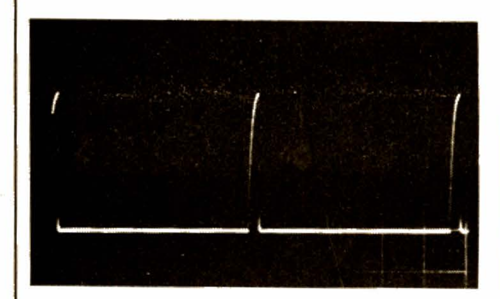
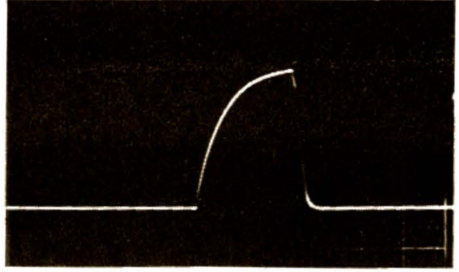


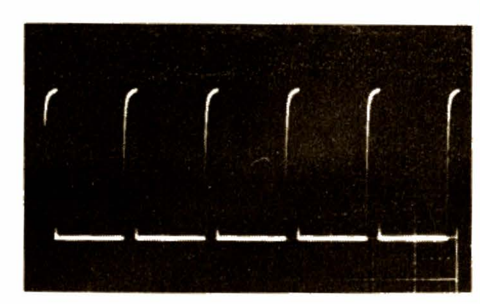
Fig. 4. – Les rampes A et B du double balayage.



Oscillogramme A. – Observation d'impulsions positives fines. L'impulsion centrale va subir une expansion dans la vue suivante.



Oscillogramme B. – La commande d'expansion X 10 permet de dilater 10 fois l'impulsion centrale précédente. L'impulsion étant centrée, on distingue parfaitement les flancs montant et descendant.



Oscillogramme C. – Un train de six impulsions observé en mode normal.

La première de ces bases de temps, que nous nommerons A, est parfaitement conforme aux descriptions précédentes et possède les mêmes possibilités de fonctionnement : Sy^{+}, Sy^{-}, Auto, $Sy^{continu}$, Sy^{altern}...

La seconde base de temps, que nous nommerons B, est auxiliaire. Elle est déclenchée par un comparateur sensible au niveau de la rampe A. La base de temps B va donc démarrer au moment où la rampe issue de A atteint le niveau p variable de a à b (voir fig. 4.)

La rampe B a la même amplitude que celle de A, mais a une durée variable indépendante de celle de A.

Que fera-t-on de la rampe B ? Eh bien, plusieurs choses, selon le choix de l'utilisateur.

A avec surbrillance par B

Rappelons que le tube est allumé par un signal rectangulaire issu de la bascule de base de temps (voir numéro précédent). Ce créneau a la même durée que l'aller du balayage. (donc de a à b). Bien sûr, la section B possède aussi sa propre bascule. Dans le mode « A intensifié par B », le créneau venant de B est ajouté à celui de A, de manière à augmenter la luminosité pendant la durée de l'aller a'b'(voir fig. 5).

Ainsi B va-t-il provoquer une surbrillance de la trace normale A, celle-ci commençant au point p et durant la rampe B (théoriquement de 20 s à 1 µs pour une base de temps à 23 positions). La surbrillance démarre donc après le début de la trace A, avec un retard ou délai ajustable très finement (généralement par un potentiomètre multitours).

Si le balayage B ne servait qu'à intensifier la luminosité de la trace A, son utilité serait bien mince ! En fait, cette première possibilité sert à « repérer » une partie intéressante de la courbe que l'on désire observer de plus près. Par exemple, dans l'oscillogramme D, nous mettons ainsi en évidence, une impulsion que nous désirons examiner plus en détail. Les deux réglages : position du point p et durée t permettant « d'encadrer » exactement la partie jugée intéressante. A ce moment, on passe à la deuxième possibilité.

Oscillogramme D. – Utilisation de la surbrillance par la base de temps B. On constate que B est 10 fois plus rapide que A (1 division pour les 10 du balayage total). Le départ de la surbrillance est ajusté par le point p.

B retardé par A

Sur l'écran, le balayage A est remplacé par B, toujours déclenché par A, dans les conditions exactes du mode précédent. Par conséquent, l'observateur va voir sur l'écran la partie du signal correspondant à la surbrillance du mode précédent. La trace va donc débuter au point p et durer le temps t, l'oscillogramme ayant exactement la longueur de celui donné par A.

Avantages de la méthode

La base de temps B est parfaitement calibrée, comme A, donc toutes les mesures de temps ont exactement la même précision.

Cette fois, l'observateur peut amener le point p exactement où il le veut (de a à b). Il n'est plus limité à la partie centrale seule. L'avantage est très important et la souplesse d'emploi appréciable !

La partie a'b' étant maintenant « étalée » sur la longueur totale de l'écran, soit sur ab, le grossissement est égal à ab/a'b' ou ab/t. (ab étant la durée de la rampe A et t, celle de B).

Mais comme t peut varier à volonté, l'observateur est parfaitement maître du « grossissement » à choisir.

Ainsi, par exemple , si ab = 1 ms

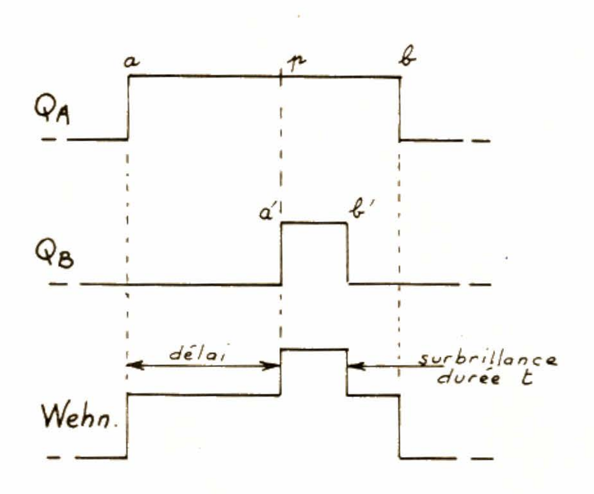


Fig. 5. – Signaux de surbrillance.

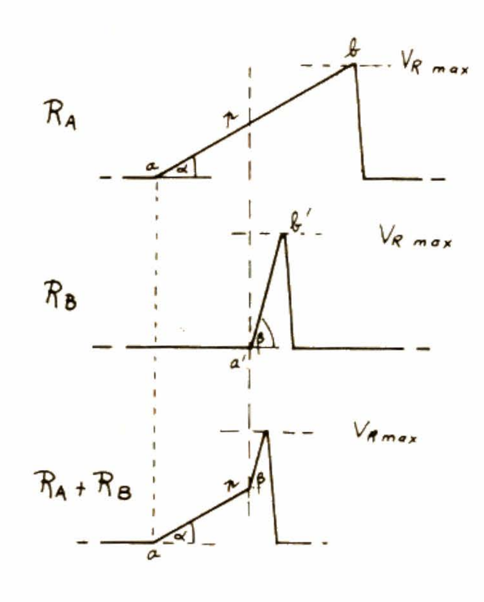
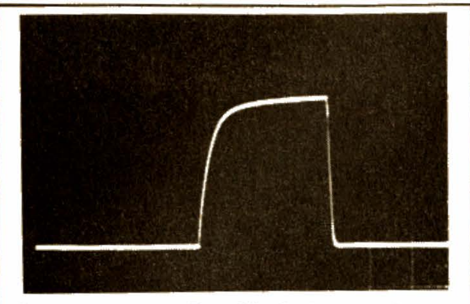
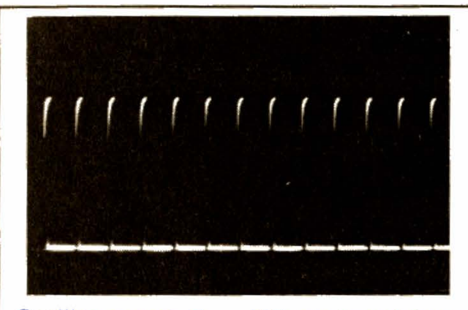


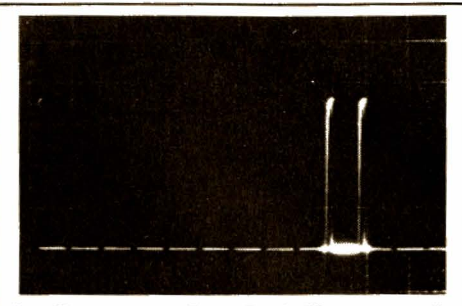
Fig. 6. – Mélange des rampes A et B.



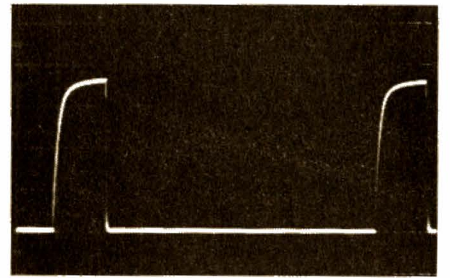
Oscillogramme E. – Mode B retardé par A. Réglages identiques à ceux du cliché précédent. On voit donc « grossie 10 fois » l'impulsion en surbrillance de l'oscillogramme D.



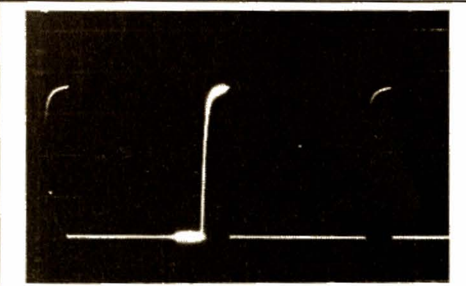
Oscillogramme F. – Mêmes impulsions qu'en oscillogramme D, mais à une fréquence un peu plus rapide. Balayage normal par A.



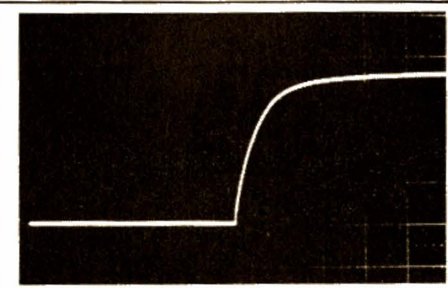
Oscillogramme G. – Surbrillance par B, amenée sur deux impulsions que l'on désire observer en détail.



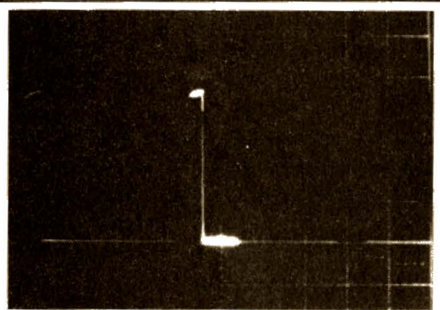
Oscillogramme H. – Mode B retardé par A, donnant un gros plan des impulsions précédentes.



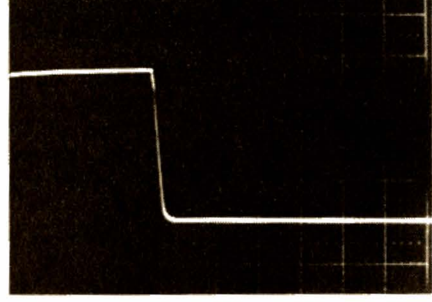
Oscillogramme I. – La surbrillance est amenée sur le flanc montant de l'une des impulsions.



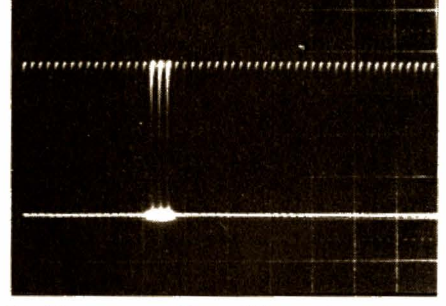
Oscillogramme J. – Mode B retardé par A, avec gros plan sur le flanc montant.



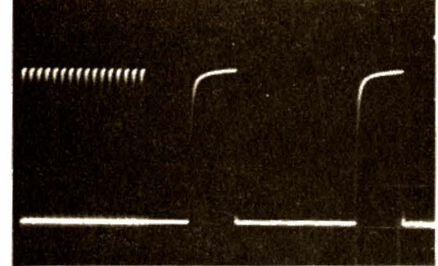
Oscillogramme K. – Surbrillance amenée cette fois sur le flanc descendant.



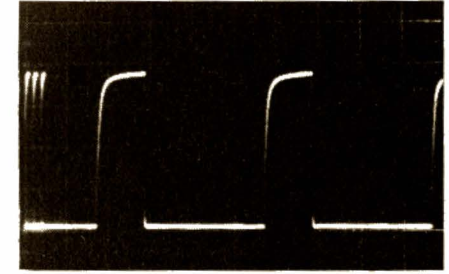
Oscillogramme L. – Le flanc arrière dans tous ses détails, en mode B retardé par A.



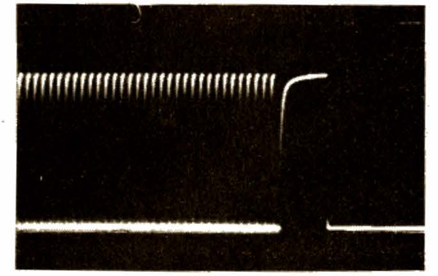
Oscillogramme M. – Mêmes impulsions à fréquence encore plus élevée et en balayage normal, avec surbrillance des 17e, 18e et 19e impulsions.



Oscillogramme O. – Mode « A et B mélangés ». La première partie du balayage est identique à celle du cliché M précédent. On y voit donc les 16 premières impulsions. La seconde partie du balayage est faite par B, à une vitesse plus grande. On voit ainsi en gros plan les 17e et 18e impulsions.



Oscillogramme P. – Même observation que ci-dessus, mais avec modification du point p. Cela permet de voir la 4e et la 5e impulsions.



Oscillogramme Q. – Mêmes conditions avec gros plan sur la 34e impulsion.

et t = 100 μs, on a :
$G = 10.10^{-3}/100.10^{-6} = 10$.
Si ab = 1 ms et t = 10 μs, alors $G = 1.10^{-3}/ 10.10^{-6} = 100$.
En faisant t = 1 μs on aurait... G = 1000 !

Oui, mais !

L'oscillogramme initial avait une certaine luminosité, dépendant du réglage de « lumière », bien sûr, mais aussi de la durée relative du balayage dans le temps. N'oublions pas que le spot est tantôt allumé, tantôt éteint, et que la luminosité résultante est fonction étroite de cette alternative.

Ainsi un balayage de 1 ms se répétant toutes les 5 ms est beaucoup plus lumineux que le même balayage de 1 ms se répétant toutes les 100 ms ! (probablement à peu près 20 fois plus !).

C'est bien ce qui se passe avec le balayage retardé, car les allers de B se répètent à la même cadence que ceux de A (puisque c'est A qui provoque le déclenchement de B), mais ils durent autant de fois moins que le « grossissement » choisi est fort. Soit 10 fois ou 100 fois ou... 1 000 fois ! Les luminosités qui en résultent décroissantes d'autant ! Dans ces conditions, on devine que la dernière éventualité est inexploitable, car l'image existante serait invisible, même à fond de la commande de lumière.

Un autre problème apparaît d'ailleurs : c'est le jitter !

C'est le point p qui provoque le déclenchement de la base de temps B, mais il est certain qu'une certaine imprécision préside à la détermination exacte de ce point : la rampe A ne se reproduit jamais exactement identique à elle-même. Le comparateur a, lui aussi, ses imperfections de basculement ! Ce point p n'est donc pas en béton ! Il bouge très légèrement, sa position est entachée de « bruit », il est affligé de « jitter », comme disent les Anglo-Saxons !

Tant que le « grossissement » est raisonnable, ce jitter passe inaperçu, mais si on demande trop, l'oscillogramme donné par B devient quelque peu tremblotant et finalement d'observation incertaine et désagréable. Bien sûr, à ce niveau, la qualité de l'oscilloscope intervient beaucoup !

Quoi qu'il en soit, malgré les limites pratiques évoquées ci-dessus, le double balayage est un progrès considérable dans l'observation, permettant un examen minutieux de n'importe quel détail d'une courbe.

A et B mélangés

La longueur de l'écran est balayée d'abord par A, de a à p, puis la fin du balayage est assurée par B. Chaque balayage ayant sa vitesse propre, mais B devant être au moins aussi rapide que A (voir fig. 6). Le balayage commence donc avec la rampe A. Quand le point p est atteint, le balayage est assuré par B, prenant le relais, exactement là où A a été remplacé. C'est alors la rampe B qui termine le balayage, l'amplitude finale étant constante et égale à celle que A aurait donnée seule.

Ainsi sur l'oscillogramme O, la partie gauche est explorée à 10 ms/div, tandis que la partie droite l'est à 2 μs/div. La manœuvre du potentiomètre de retard (point p) donne l'impression d'un « déroulement » du signal. Les impulsions tassées à gauche sont détassées à droite et observables à grande échelle UNE à UNE. C'est très efficace et spectaculaire !

Si toutes les impulsions sont identiques, l'intérêt peut être faible. Il n'en est pas de même, lorsque l'on observe un signal vidéo, par exemple ! On peut alors visualiser, par A seule, une trame entière, puis avec A et B mélangées, observer cette trame ligne après ligne, jusqu'à la ligne n° XXX, si le cœur vous en dit et si vous avez la patience de compter !

Bien entendu, nous aurons l'occasion de revenir plus tard aux possibilités de la double base de temps, lors des chapitres « Utilisation ». Nous donnons cependant déjà, ce mois, un certain nombre de photos commentées, montrant les grandes possibilités de cette technique. Dommage que ce perfectionnement n'existe que sur les appareils d'un certain prix. Cependant, si vous êtes sur le point de choisir un oscilloscope, réfléchissez bien ! Il s'agit d'un appareil que vous conserverez sans doute des années. Il vaut donc mieux consentir un effort supplémentaire pour des mois et des mois de plaisir et de satisfaction ! Les articles prochains vous permettront d'ailleurs, nous l'espérons, d'y voir encore plus clair, et ce sera une de leur raison d'être, s'il fallait leur trouver justification !

Sur un autre plan, ayant déjà décrit dans les colonnes du « Haut-Parleur », au moins un bon oscilloscope, le TFOX1, de performances modestes tout de même, nous nous sommes souvent demandé s'il intéresserait les lecteurs de trouver la description d'un modèle beaucoup plus performant : large bande passante, double trace, double balayage, etc. Certes, il n'est pas du tout évident que l'opération soit rentable, financièrement parlant, mais simplement passionnante dans son étude et sa concrétisation ! Le plaisir de « l'avoir fait soi-même » est inappréciable, sans parler de la facilité ultérieure du dépannage d'un engin que l'on connaît par cœur... et pour cause !

Nous serions heureux d'avoir l'avis des lecteurs intéressés par ce projet ! Il s'agit d'une étude assez longue et difficile. La mener à bien pour deux ou trois lecteurs est stupide ! Il n'en serait pas de même si ce nombre était de plusieurs dizaines ! Il en sera donc comme vous le désirez !

F. THOBOIS

ASPIRINE POUR FER A SOUDER

Ce n'est pas nécessairement du fait d'avoir trop soudé qu'un fer à souder peut tomber malade. En effet, l'état fiévreux avancé est surtout à redouter en période d'attente, quand la chaleur produite par le fer n'est pas dérivée vers un point d'utilisation.

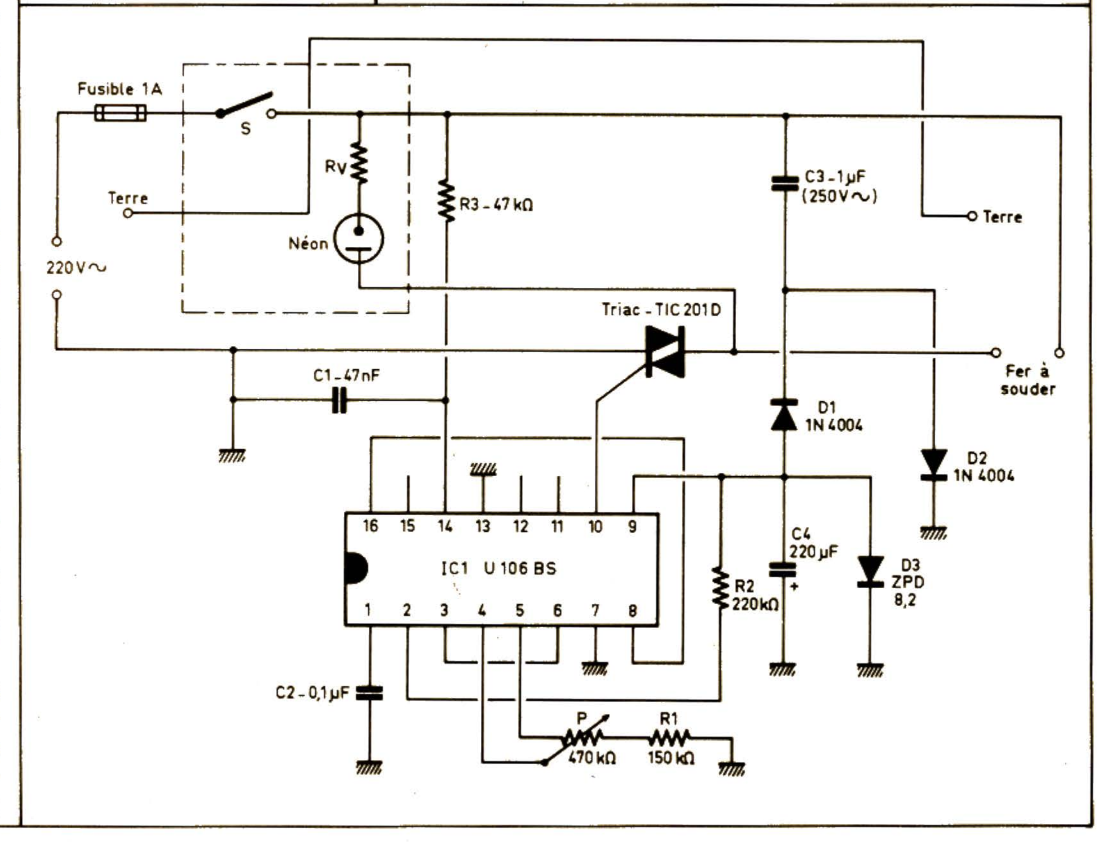
Pour combattre cette maladie, il faut surtout éviter un médicament qui risque de présenter un effet secondaire. En l'occurrence, un dosage d'énergie par triac, avec commande par angle de phase, risque de créer des perturbations radioélectriques en voisinage immédiat d'une table de laboratoire.

De telles perturbations ne sont guère à craindre quand on commande le triac par un circuit intégré U 106 BS, lequel ne commute le triac que pendant les passages par zéro de la sinusoïde de 50 Hz, de façon que ce triac passe ou coupe toujours un nombre entier de périodes. Dans le schéma, le U 106 BS se trouve alimenté par un réducteur de tension à condensateur (C_3), suivi d'un redressement (D_1, D_2) et d'une stabilisation (D_3). L'intensité de sortie s'ajuste par le potentiomètre P, dont il sera facile d'apprécier l'effet en intercalant un ampèremètre en série avec la charge. Bien entendu, cette charge peut être un élément chauffant autre qu'un fer à souder. Mais si c'est cette dernière utilisation que vous envisagez, ne pensez pas qu'une soudure délicate (patte de circuit imprimé) nécessite obligatoirement une température basse. En effet, pour éviter l'échauffement d'un composant, l'essentiel est de souder vite, et cela n'est possible qu'avec un fer relativement chaud et néanmoins bien étamé, c'est-à-dire, travaillant à une température où l'étain ne tombe pas encore trop rapidement en cendres.

K. Köck
et René Füllmann
Populäre Elektronik
Munich, août 1982
pages 18 à 20

Liste des composants

Circuit intégré U 106 BS
Tube au néon avec sa résistance série R_V
Triac 220 V/3... 5 A (TIC 201 D ou similaire)
D_1, D_2 : 1 N4004
D_3 : diode Zener 400 mW, 8,2 V
C_1 : 47 nF
C_2 : 100 nF
C_3 : 1 µF, diélectrique plastique, 250 V ≃ ou 400 V =
C_4 : 200 µF, 10 V
R_1 : 150 kΩ
R_2 : 220 kΩ
R_3 : 47 kΩ
P = 470 kΩ, linéaire



RÉALISATION EXPERIMENTALE D'UN MICRO HF

La réalisation d'un micro HF est une entreprise facile, peu coûteuse, amusante et utile ! Bien des arguments pour lire cet article et peut-être faire chauffer le fer à souder !

Le petit appareil que nous allons décrire est du type à modulation de fréquence, bande étroite (NBFM). Il est, bien entendu, piloté par quartz pour une bonne stabilité. Sa consommation est très réduite, et un petit accu (ou simple pile) de 9 V lui assure une autonomie tout à fait satisfaisante. La qualité sonore, sans prétendre à la haute fidélité, est très correcte et permet de transmettre sons, paroles et musiques dans de bonnes conditions.

Bien entendu, il faut associer ce micro HF à un récepteur convenable. Nous en parlerons en fin d'article. La portée peut atteindre et même dépasser la centaine de mètres, sachant bien que la portée d'un émetteur dépend plus de la sensibilité du récepteur que de l'émetteur lui-même.

Enfin, la photo A montrant l'appareil terminé, nous permet d'en apprécier les faibles dimensions (70 × 50 × 25 mm) et la sobriété des lignes.



Photo A. – Le micro HF terminé.

I. Le schéma

(Voir fig. 1)

Très simple, comme on le voit, mais sans concession particulière au bon fonctionnement. On distingue fort bien les deux parties du montage :

– La partie HF comprend un seul étage T_2, monté en oscillateur à quartz. Celui-ci, connecté entre base et masse, impose sa fréquence d'oscillation. Le montage démarre très facilement si L_2 est accordée sur la fréquence de ce cristal. L'antenne couplée directement au collecteur de T_2 rayonne la HF.

On remarquera la très faible capacité C_3 de découplage de l'émetteur, donnant un effet de résistance négative, ce qui explique l'entrée en oscillation.

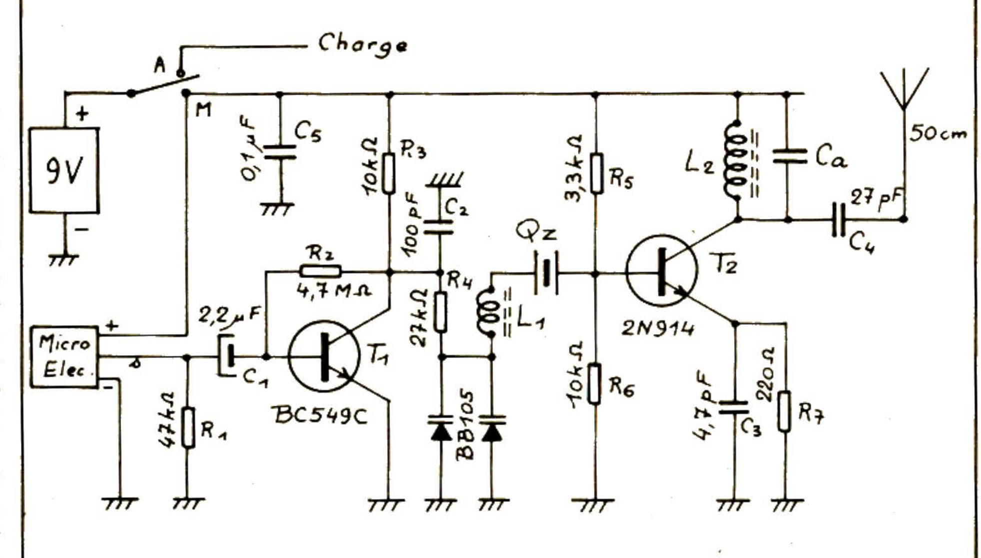


Fig. 1. – Schéma du micro HF.

La modulation en fréquence d'un oscillateur à quartz est toujours difficile, celui-ci étant très stable par nature et ne glissant pas en fréquence facilement. Pour parvenir au résultat escompté, on insère d'abord dans le retour de masse, une (ici deux en parallèle) varicap, c'est-à-dire une diode à capacité variable. Les signaux BF sont appliqués, via R_4, sur cette diode dont la capacité varie et qui fait alors glisser le quartz. Toutefois, le glissement de fréquence ainsi obtenu (on dit le swing !) est souvent trop faible, donnant une tension BF à la sortie du récepteur insuffisante. Pour augmenter l'efficacité de la diode varicap, on ajoute alors une inductance L_1. Plus L_1 est grande, plus le swing est fort. La bobine L_1 a une inductance ajustable à l'aide de son noyau.

Parlons maintenant de la fréquence d'émission et du quartz nécessaire. Notre micro HF peut être réalisé :

– En bande des 27 MHz.

C'est-à-dire en bande CiBi. Dans ce cas, il y a plusieurs possibilités :

• Le quartz Qz est du type « fondamentale » (cristal CR78/U), la lamelle oscillant directement sur 27 MHz. Dans ce cas, le swing s'obtient très facilement avec une bobine L_1, même de faible valeur. Malheureusement ce type de quartz se trouve difficilement et doit être commandé spécialement.

• Le quartz est du type classique « overtone 3 » (cristal CR81/U). Le swing s'obtient difficilement, même avec une bobine L_1 de forte valeur. Nous déconseillons ce type de quartz.

• Le quartz est du type « fondamentale » encore, mais taillé sur la demi-fréquence d'émission. Ici donc, sur 13,5 MHz environ. L'oscillation s'obtient sans difficulté en accordant L_2 sur 27 MHz. Les quartz de ce type se trouvent facilement chez les revendeurs de matériel RC.

Dans les trois cas ci-dessus, bande 27 MHz, la bobine L_2 est du type 199 CC A127, de marque Toko. Le condensateur d'accord est interne et C_a doit donc être supprimé.

– sur les fréquences spéciales pour micros HF

Soit 32,8, 36,4 ou 39,2 MHz. Dans ce cas, il n'est plus question de quartz en fondamentale. Le 27 MHz est en effet la limite de ce qu'il est possible de faire en cristal CR78/U, dépassant même les indications du cahier des charges (limite de principe 20 MHz !). Il faut donc choisir obligatoirement le quartz sur la demi-fréquence, soit 16,2, 18,2 ou 19,8 MHz en fondamentale.

L_2 doit être réglée sur la fréquence entière. La bobine 199 CC A127 ne convient plus, sauf pour la plus basse des trois fréquences. Dans les deux autres cas, on la remplacera par une 113 CN 2K159 accordée extérieurement par un condensateur C_a de 15 pF. Le circuit imprimé est prévu pour cette adjonction.

– La partie BF. Les signaux sonores sont captés par un microélectret. Ce type de micro est vraiment idéal pour l'application envisagée : très petit et d'excellente qualité sonore, il convient parfaitement. La capsule interne est un élément capacitif à très haute impédance, associé à un transistor d'adaptation du type effet de champ. Il faut donc une tension d'alimentation pour en assurer le fonctionnement. La sortie du transistor FET est chargée par R_1 et les tensions développées sont amplifiées par le transistor T_1. La résistance R_2 assure la polarisation. Elle a une très forte valeur à cause du type de montage choisi et du grand gain du transistor. Correctement polarisé, T_1 doit avoir une tension collecteur se fixant à la demi-tension batterie, soit + 4,5 V environ. Les tensions BF amplifiées sont enfin prélevées par R_4 pour moduler le quartz et, par conséquent la porteuse en fréquence.

La consommation du micro HF complet est de l'ordre de 4 mA. A l'usage, une alimentation par pile est onéreuse. Il est donc bien préférable d'opter pour un petit accumulateur. Dans ces conditions, à l'arrêt, l'inverseur de coupure d'alimentation relie l'accu à une prise de recharge.

II. La réalisation

1. Liste des composants

1 × 2N914
1 × BC549C
2 × BB105
R_1 : 47 kΩ
R_2 : 4,7 MΩ
R_3 : 10 kΩ
R_4 : 27 kΩ
R_5 : 3,3 kΩ
C_1 : 2,2 μF, p/t/16 V
C_2 : 100 pF c/5
C_3 : 4,7 pF c/5
C_4 : 27 pF c/5
C_a : 15 pF c/5
R_6 : 10 kΩ
R_7 : 220 Ω

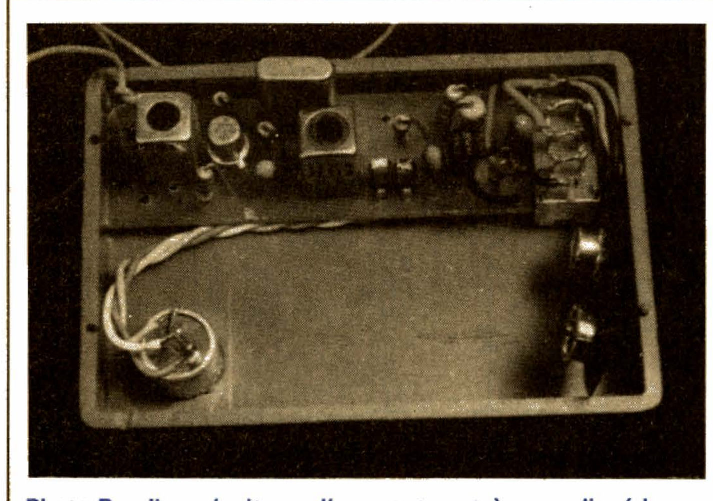


Photo B. – Il ne s'agit pas d'un montage très compliqué !

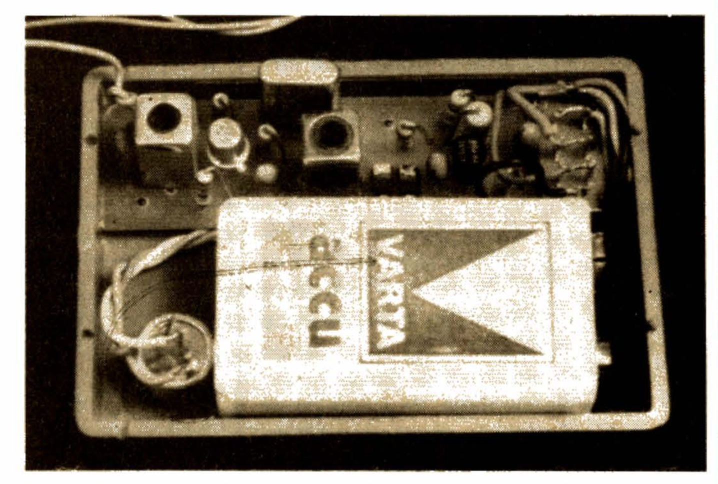


Photo C. – Une pile de 9 V suffit à l'alimentation !

L_1 : 113 CN 2K218 Toko
L_2 : 199 CCA 127 Toko (pour 27 à 32 MHz) ou 113 CN 2K159 Toko (pour F > 32 MHz)
1 quartz, voir texte. En 27 MHz, fréquence au choix dans la bande.
1 support de quartz
1 microélectret nu
1 inverseur double 51 M de Jeanrenaud
1 jack de charge de 2,5 mm avec fiche
1 plaquette à cosses et fils pour pile ou accu de 9 V
1 accu de 9 V miniature (à la rigueur, une pile)
1 boîtier SLM type PT309

N.B. La plupart de ces composants se trouveront chez Selectronic, à Lille. Les quartz demi-fréquence de la bande 27 MHz se trouvent chez Lextronic à Montfermeil. Pour les autres types de quartz : soit chez KVG, 3, rue de Choron à Paris, soit, si vous êtes très pressé, chez Copelec, 31, rue Cousté à Cachan.

2. Le circuit imprimé (voir fig. 2)

A fabriquer en époxy simple face de 15/10. Pour un circuit aussi réduit, la méthode du pastillage direct, par symboles transfert, est parfaitement acceptable. Les trous sont percés à 8/10 au départ et agrandis le cas échéant, selon les besoins de la cause ! Pour le quartz, selon le support. Pour la fixation, à 15/10, de manière à assurer la prise de vis autotaraudeuses de 2 mm, à têtes plates.

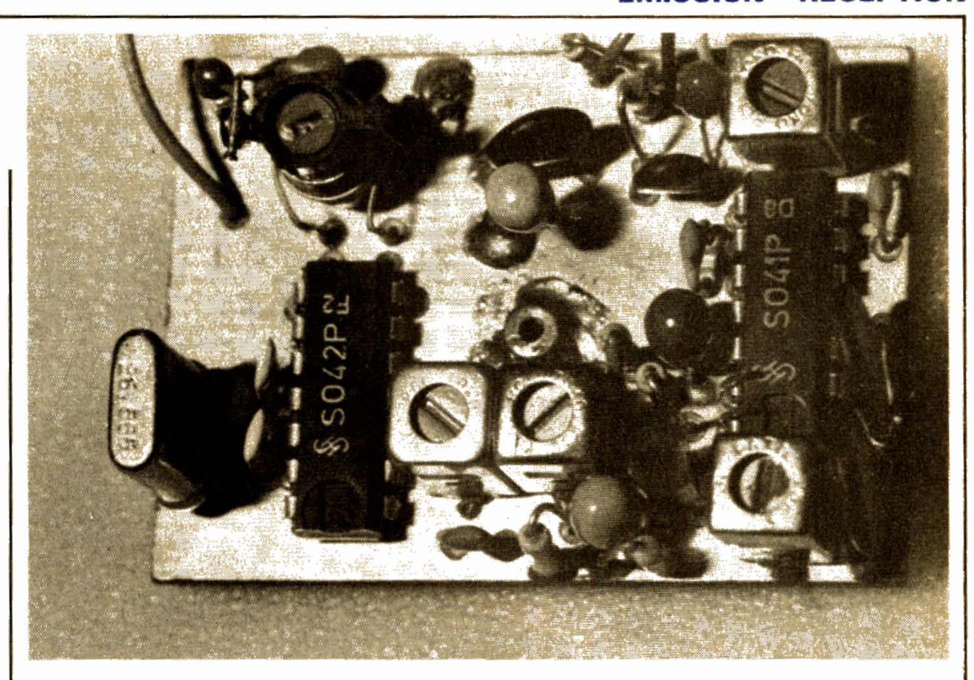


Photo D. – Le récepteur RX8 qui peut très bien convenir.

3. Pose des composants

La figure 3 et les photos jointes remplacent tous les longs discours ! Veiller simplement à respecter le sens des composants polarisés : C_1, les diodes et les transistors. Tout posé, donner un coup de lime léger sur les soudures, brosser puis nettoyer à l'acétone.

Souder alors les fils de liaison : + et – de l'alimentation, + et – du micro, sortie micro et fil d'antenne de 50 cm en souple divisé.

4. Mise en service

Elle est évidemment simpliste ! Sans quartz, le montage consomme 8 mA. Avec quartz, la consommation passe à 4 mA. Pour obtenir l'oscillation et la puissance maximum, régler L_2 en utilisant soit un mesureur de champ type RC, soit le récepteur lui-même et son niveau de signal reçu.

Il ne reste alors qu'à essayer la modulation, mais cette fois le récepteur est indispensable.

III. Le récepteur

Nous ne pouvons pas en rester là ! Il faut vous donner quelques indications sur le récepteur à associer au micro HF.

Une première solution consiste à utiliser un récepteur CiBi, à condition d'avoir choisi la bande des 27 MHz. Encore faudra-t-il, pour une bonne ré-

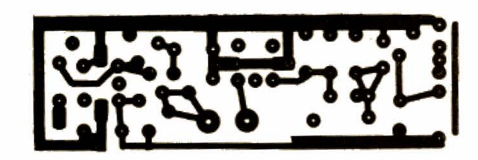


Fig. 2.– Le circuit imprimé.

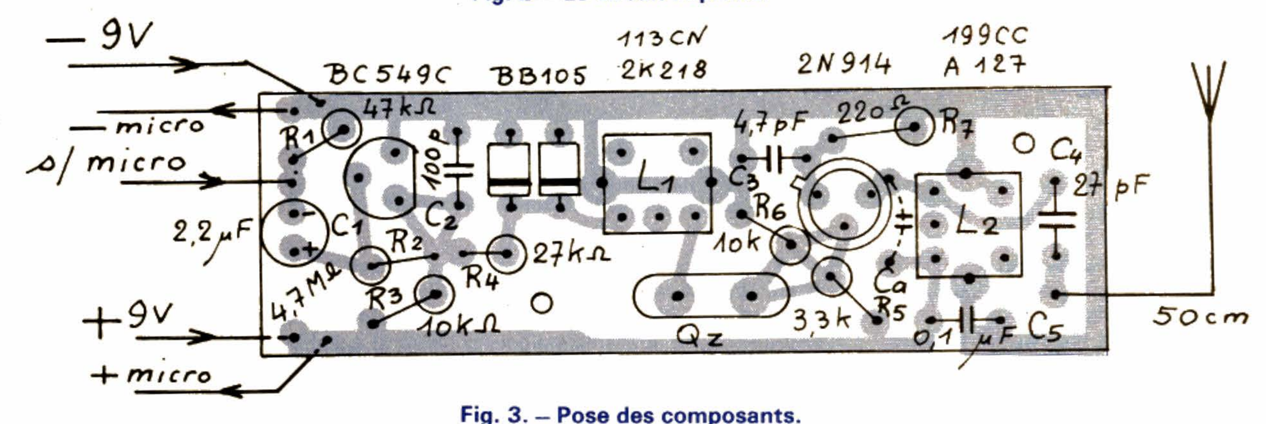


Fig. 3. – Pose des composants.

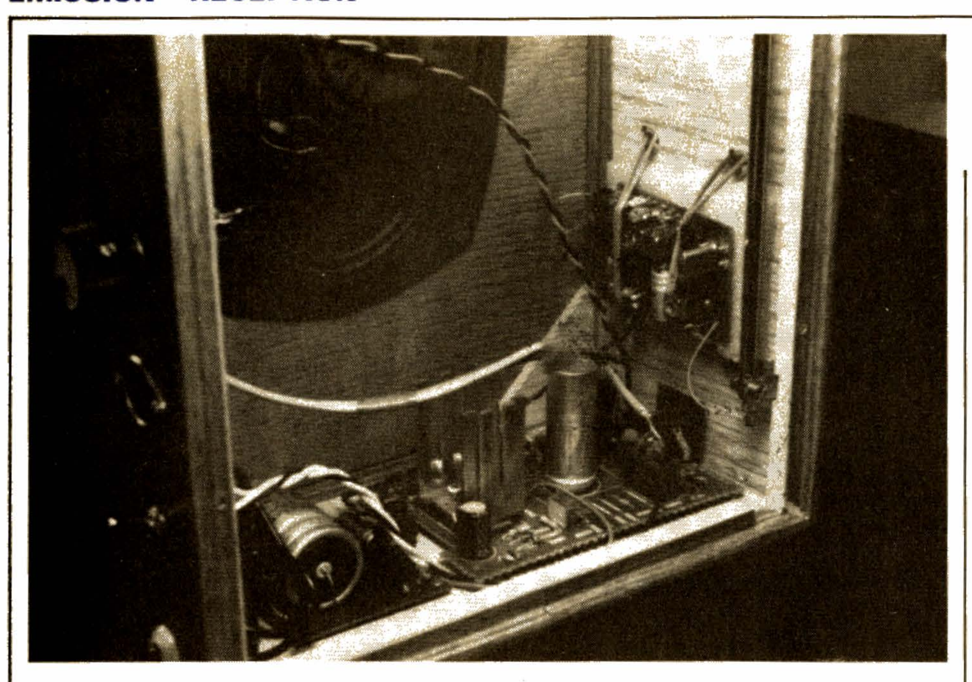


Photo E. – Un exemple d'installation dans une mini-enceinte de HP.

ception, que le récepteur et l'émetteur soient calés sur la même fréquence, ce qui n'est pas aussi évident qu'il n'y paraît !

Une autre solution plus intéressante est la fabrication d'un récepteur spécial. Nous n'allons pas, dans cet article, en entreprendre la description, ces lignes n'ayant pas cet objet. Mais nous vous signalons que vous trouverez dans notre livre « Constructions d'ensembles de RC » ou dans le n° 1548 du « Haut-Parleur » tous les renseignements nécessaires au montage RX8, récepteur à modulation de fréquence, bande 27 MHz, qui convient parfaitement dans notre cas. L'adaptation aux autres fréquences se limitant au changement de quartz et à l'accord de la bobine d'entrée.

Il suffit de faire suivre ce récepteur d'un ampli BF quelconque, le tout alimenté par une tension de 12 V, issue du secteur. Pour le RX8, cette tension est ramenée à 5 V.

Les différentes photos jointes à cet article montrent comment nous avons résolu le problème. Cependant, la disposition n'est pas critique et vous pourrez en adopter une autre de votre choix.

Rappelons que la fréquence intermédiaire du RX8 est de 455 kHz et que le quartz à commander pour ce récepteur doit être à 455 kHz sous la fréquence de l'émetteur.

De toute manière, nous restons à votre disposition pour tout renseignement complémentaire, en vous souhaitant quelques moments de satisfaction dans la réalisation de ce montage sans grande prétention, mais qui a le mérite d'être économique et facile à réaliser. Il peut aussi donner lieu à de très intéressantes applications, et ce n'est pas son moindre avantage !

F. THOBOIS

Bloc-notes

LA NOUVELLE CALCULATRICE SCIENTIFIQUE TI 30 GALAXY TEXAS INSTRUMENTS

La TI 30 Galaxy, nouvelle calculatrice scientifique et statisticienne de Texas Instruments offre toutes les fonctions qui ont fait le succès de la TI 30 dans les lycées et les collèges, mais en plus, elle répond aux dernières exigences du milieu scolaire.

Elle permet de résoudre tous les problèmes algébriques et trigonométriques (racines, puissances, inverses, logarithmes, trigonométries, conversions...) avec ses 66 fonctions réparties sur un clavier de conception nouvelle.

Avec son système AOS, elle permet les opérations avec 15 niveaux de parenthèses.

De plus, suite aux recherches réalisées par Texas Instruments en collaboration avec les enseignants et les élèves,



la TI 30 Galaxy a été conçue pour allier un usage agréable et un maximum de fonctions réalisables. C'est ainsi que la TI 30 Galaxy est portable et agréable à utiliser sur le bureau. Son clavier, dessiné en largeur, séparé en clavier numérique et clavier de fonction est réalisé selon une nouvelle technologie qui le rend agéable et efficace.

A l'arrière, le logement de l'unique pile, prévoit une personnalisation discrète. La TI 30 Galaxy est vendue avec un étui rigide pour protection contre les chocs et les chutes éventuelles.

Sur son écran, en plus des huit chiffres, sont visualisés les indicateurs d'unité d'angle, le mode de calcul, les fonctions seconde et inverse, les conversions. Et nouveauté : des indicateurs signalent la hiérarchie algébrique au fur et à mesure des opérations. Avec 8 chiffres à l'affichage, la TI 30 Galaxy calcule en interne sur 11 chiffres pour plus de précision ; elle est alimentée par une seule pile avec une autonomie de plusieurs années pour une plus grande économie. Son manuel d'emploi a été rédigé par des professeurs pour une meilleure compréhension des élèves.



L'AMPLIFICATEUR NEC A 11

Deux fois 70 W sur 8 Ω, deux fois 140 W sur 4 Ω, pour 22 kg de matériel, voilà les premières caractéristiques du NEC A-11 E. Pour cet amplificateur, techniquement très sophistiqué, NEC a abandonné la marque Authentic qui caractérisait jusqu'à maintenant ses productions HiFi.

Pour être qualifié de « haut de gamme », un amplificateur doit remplir certaines caractéristiques dont les plus courantes sont : une puissance importante et des commandes nombreuses et efficaces. L'amplificateur NEC A 11-E répond bien sûr à ces critères, mais il se distingue des fabrications courantes par, notamment, trois potentiomètres de volume et trois sélecteurs de sources, par contre, il ne comporte pas de correcteur de timbre.

L'appareil se compose d'un préamplificateur et d'un amplificateur de puissance, mais conçus comme « autrefois », c'est-à-dire avec la possibilité de déconnecter ces deux ensembles, de manière à insérer, par exemple, un correcteur graphique ou tout autre appareil.

Les entrées de l'amplificateur de puissance peuvent aussi être utilisées directement, soit par un lecteur de disques compacts, soit par une autre source délivrant une tension suffisante.

L'amplificateur de puissance se compose, en fait, de deux amplificateurs séparés avec, pour chacun, un potentiomètre de volume qui permet d'exploiter la puissance selon un système en multi-amplification. Ces potentiomètres servent également au réglage de balance entre les deux voies et au réglage du gain lorsque le préamplificateur n'est pas utilisé.

La sensibilité de l'entrée directe de l'amplificateur est de 1,23 V contre 150 mV pour les entrées normales. Cette sensibilité est largement suffisante pour permettre d'y brancher un lecteur de disques compacts dont le niveau de sortie est généralement voisin de 2 V pour une modulation à 0 dB ; même en poussant le potentiomètre à fond, les risques de saturation de l'amplificateur sont quasi inexistants.

Pour une comparaison auditive, par exemple, entre une entrée « phono » classique et l'entrée « CD », on devra compenser la différence de niveaux en réglant les potentiomètres. Cette structure à double réglage de niveaux présente un avantage intéressant car, pour une écoute à bas niveau, on aura intérêt à placer les potentiomètres des amplificateurs au minimum, et, ensuite, on jouera sur le troisième potentiomètre, celui du préamplificateur, en le mettant en position maximum ou presque, ainsi, le bruit de fond produit par les circuits électroniques situés entre ces deux points sera atténué.

Côté pratique, mentionnons le sélecteur d'entrée magnétophone qui possède une position tuner, une position source et deux positions pour la copie. Un sélecteur d'écoute dirigera le signal de sortie du magnétophone sélectionné vers les enceintes. Enfin, un filtre subsonique permet de couper le grave, ce que les haut-parleurs des enceintes apprécieront, à haut niveau de puissance.

Pour les cellules phonocaptrices à bobine mobile qui délivrent un faible niveau, on devra utiliser un transfor-

mateur ou un préamplificateur spécialisé pour un travail à basse impédance et faible bruit.

Technologie

Plusieurs points ont retenu notre attention. Commençons par l'alimentation Reserve II. Cette alimentation permet, d'après le constructeur, de réduire de façon très sensible les ondulations de la tension. La figure 1, que nous avons extraite du manuel de service, donne le schéma de principe de cette alimentation.

Les transformateurs d'alimentation disposent chacun de deux secondaires. Le lecteur averti remarquera que si l'on ne modifie pas le schéma, le montage explosera à la mise sous tension, il n'y a pas que « Le Haut-Parleur » qui commette des erreurs dans les schémas !

Tout étant rétabli (nous vous laissons ce soin), on constatera que le condensateur C1 se charge à travers deux diodes en série et que C2 se charge à travers une seule diode, donc à une tension plus importante (de 0,6 V à 0,8 V environ). La diode D vient aligner les tensions en sortie du montage. La figure 2 donne ce qui devrait se passer, mais si vous vous amusez à compter les arches de sinusoïde, vous remarquerez un redressement hexaphasé impossible à réaliser à partir d'un seul transformateur. Vous noterez également que le trait plein représente un redressement simple alternance, alors qu'en réalité, l'alimentation à point milieu et pont monophasé assure un redressement à double alternance.

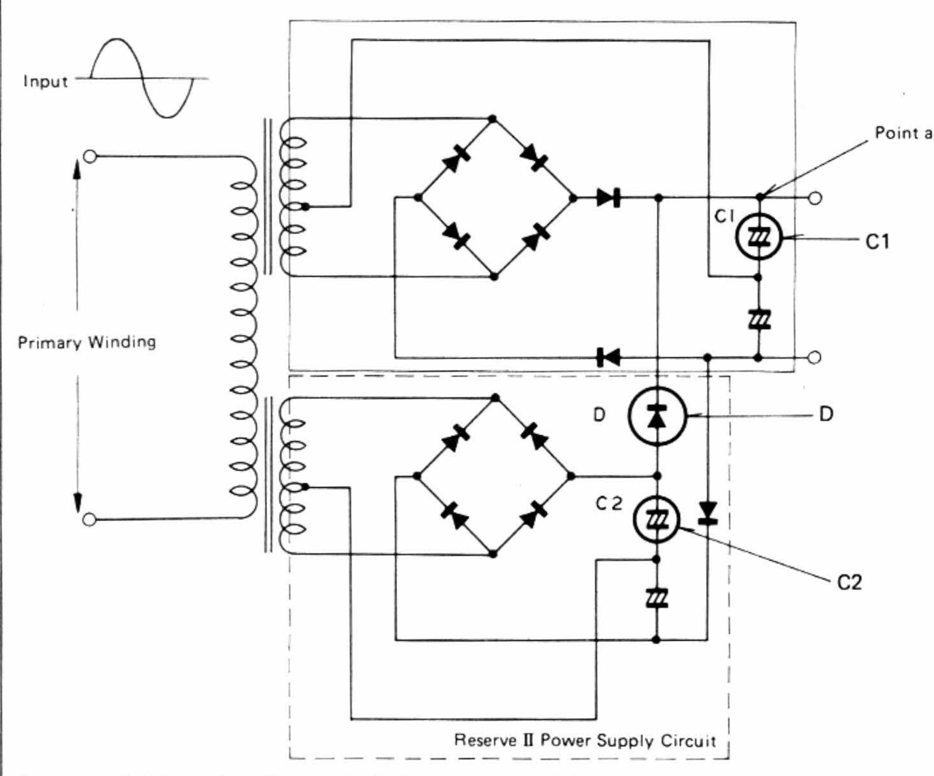


Fig. 1. – Schéma de principe de l'alimentation « Réserve II ».

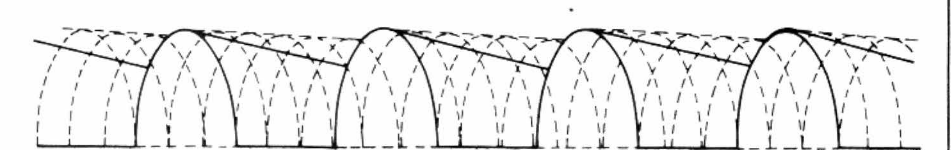


Fig. 2. – Comment réduire « graphiquement » les ondulations de l'alimentation.

Nous avons donc simulé cette alimentation en simple alternance pour constater que l'on obtenait la même ondulation avec ce montage et avec un redressement traditionnel où la valeur du condensateur de filtrage serait doublée. Cette formule « originale » d'alimentation ne semble donc pas apporter grand-chose. Par contre, chacun des amplis dispose de son alimentation et les circuits de basse puissance ont reçu un transformateur séparé.

Les amplificateurs

Un seul schéma suffit, en fait, pour expliquer tout l'amplificateur. Depuis les étages à grand gain, pour capteur phonographique, jusqu'à ceux de puissance, NEC utilise six fois la même structure avec des éléments de circuit de contre-réaction différents et des résistances de valeurs appropriées. NEC a changé également certains transistors.

Commençons par l'alimentation de ces circuits qui, comme on le voit figure 3, en haut, est assez élaborée. Le circuit symétrique existe pour chaque paire de circuits. La « haute » tension arrive d'un système de redressement classique en pont (sans « réserve ») pour les faibles puissances. Ce circuit dispose de trois alimentations de ± 15 V pour les circuits intégrés. Celle placée en amont alimente le CI de stabilisation de tension.

Ces alimentations utilisent un générateur de courant simple, puisque constitué de transistors à effet de champ (on en met trois en parallèle pour augmenter le courant), il permet de faire travailler le stabilisateur indépendamment des fluctuations de la tension amont.

Juste après, nous avons encore un générateur de courant, cette fois placé en série sur chaque ligne d'alimentation. Le principe du système est le suivant : la paire TR 3301-TR 3303 constitue un « super » transistor NPN à très grand gain dont l'émetteur est celui de TR 3303 et le collecteur, l'émetteur de TR 3301. Une résistance d'émetteur produit une tension lorsqu'elle est traversée par un courant, cette tension est comparée à celle de la diode Zener D 3033.

TR 3305 sert de générateur de courant et R 3305 réduit sa dissipation en distrayant une partie de la chute de tension.

Continuons un peu vers la droite avec un nouveau générateur de courant et une nouvelle diode Zener, D 3311.

L'amplificateur opérationnel reçoit cette tension de référence qui est comparée à celle de sortie de l'alimentation. La sortie commande une paire de transistors montés en Darlington, transistors qui shuntent la sortie. Nous avons ce que l'on appelle une régulation shunt, formule très rarement utilisée en HiFi où l'on préfère les régulations série. Bilan : 22 TEC, 12 Zener, 4 transistors dont deux de puissance, et un double ampli-op. par fonction (à multiplier par 3).

L'entrée de l'amplificateur utilise une paire de transistors à effet de champ dont les sources sont reliées à un générateur à courant constant. Le courant de drain de TR 301 attaque les émetteurs de TR 303 dont la base est portée à un potentiel fixe. Cet ensemble constitue un montage de type cascade.

Le montage se poursuit par une amplification différentielle à deux transistors TR 305 et TR 307. La technique d'amplification différentielle sert à atténuer l'effet des variations de tension externes.

Nous poursuivons l'amplification avec une attaque symétrique. La base de TR 311 est branchée sur une résistance de 680 Ω, pour assurer une attaque symétrique du transistor opposé TR 313, le transistor TR 309 est monté en miroir de courant. La diode D 301 compense la diode base-émetteur de TR 309. Le courant dans la résistance d'émetteur de TR 309 sera le fidèle reflet du courant de collecteur de TR 307 (même valeur pour R 325 et R 339 et même chute de tension dans les diodes). On retrouvera donc la variation de courant dans la résistance R 341, ce qui nous donnera une variation de tension symétrique, d'où le nom de miroir. TR 313 et TR 311 sont montés en cascode, ils attaquent les transistors de sortie TR 319 et TR 321, polarisés par une diode spéciale. Le courant de repos de cet étage est fixé à 30 mA environ, un courant relativement important (travail en classe A). La tension de sortie de cet étage part vers les autres circuits de l'ampli, une fraction est dérivée vers un circuit de contre-réaction alternative qui permet de reconstituer la courbe RIAA (réseau RC : R 361, C 323, C 325, C 327, R 363).

Un second réseau de contre-réaction traite la composante continue, la tension arrive dans un étage intégrateur où la composante alternative de sortie disparaît, le second étage amplificateur est monté en inverseur à gain unité. Nous retrouvons ici deux générateurs de courant, TR 3331 et TR 3333, alimentant deux diodes polarisées en direct qui servent de référence et permettent un réglage de la tension continue de sortie.

Cette technique d'asservissement de la tension continue existe chez bon nombre de fabricants de matériel HiFi.

Pour l'amplificateur de puissance, nous avons un étage de sortie différent, avec circuit de polarisation de l'étage de sortie et transistor de compensation thermique. Les transistors de sortie sont des modèles complémentaires montés en parallèle deux à deux, avec résistance d'émetteur.

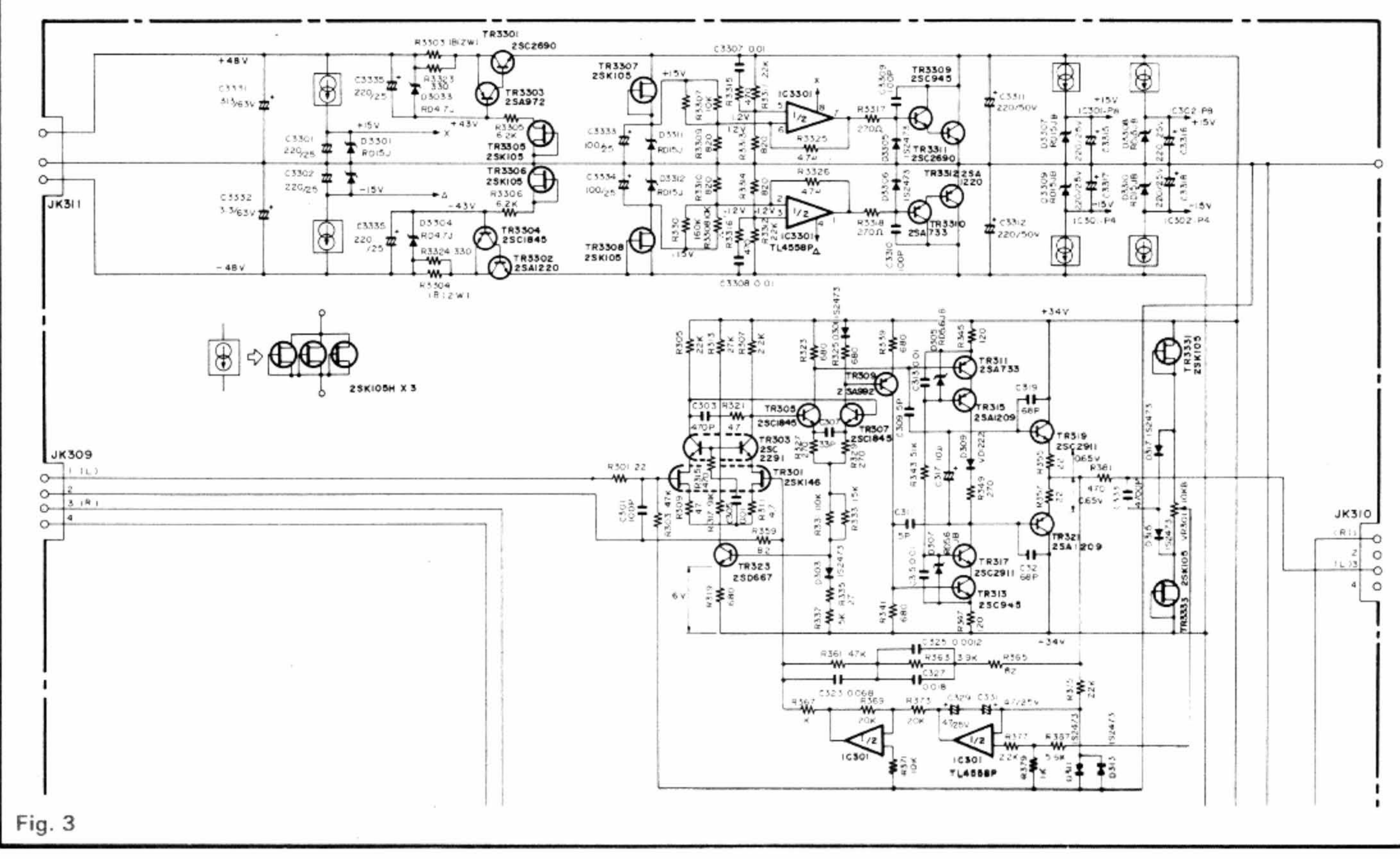


Fig. 3

Derrière chacun des amplificateurs a pris place un circuit de protection, avec relais, qui déconnecte la sortie en cas de problème : excès de courant de sortie ou tension moyenne de sortie non nulle. Le circuit assure également un retard à l'établissement de la puissance dans les enceintes.

Fabrication

Nous retrouvons dans cet appareil la technique des premiers amplificateurs à transistors. Les sous-châssis internes sont nombreux, nous avons, par exemple, des supports complexes pour les condensateurs de filtrage. Le câblage est réalisé par câbles « discrets » et multiples, plats. Sur cet amplificateur, les commutateurs sont ramenés au plus près des points de commutation, grâce à des transmissions coulissantes et flexibles. Une technique tout à fait contemporaine et particulièrement rationnelle.

Pour ses potentiomètres, NEC a choisi des modèles audio de haut de gamme. De même, beaucoup de condensateurs chimiques sont sélectionnés dans une gamme audio, il s'agit de condensateurs dont l'électrolyte est chargé de particules solides qui servent à immobiliser les électrodes pour leur éviter de « chanter », ce qui aurait pour effet de moduler leur valeur et de donner naissance à une tension parasite.

Les prises d'entrée pour tourne-disque sont dorées, les autres, simplement étamées, ce qui suffit dans la plupart des cas. Ici au moins, les prises dorées le sont non seulement pour leur blindage, mais aussi pour le conducteur central, ce qui n'est pas toujours le cas, nous avons parfois rencontré des prises où seul la partie visible brillait d'un beau jaune.

Mesures

L'amplificateur NEC A11 pourra dispenser une puissance importante. Avis aux amateurs d'enceintes acoustiques de faible rendement. Sur charge de 4 Ω, la puissance disponible à 1 kHz est de 144 W, tandis que sur 8 Ω, nous avons mesuré 93 W.

Il s'agit là d'une puissance en régime sinusoïdal, mesurée les deux canaux alimentés à la fois (bien que, dans ce cas, l'alimentation indépendante des deux voies permette une mesure canal par canal).

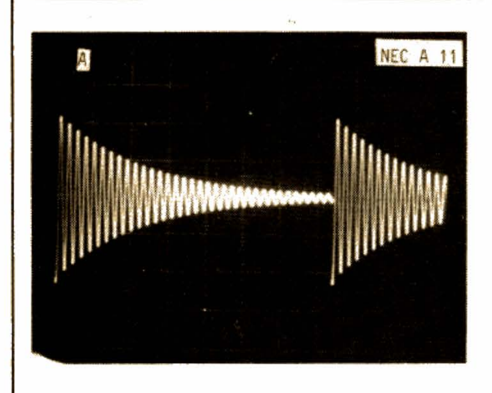
Nous avons également mesuré la puissance en régime musical, nous en profitons pour vous dévoiler le secret de notre générateur : sur la photo A, on peut voir la forme du signal utilisé, il s'agit d'un signal sinusoïdal à décroissance exponentielle. L'échelle horizontale de 10 ms par division donne les fréquences utilisées.

Ce signal correspond à celui d'un instrument à percussion à décroissance rapide.

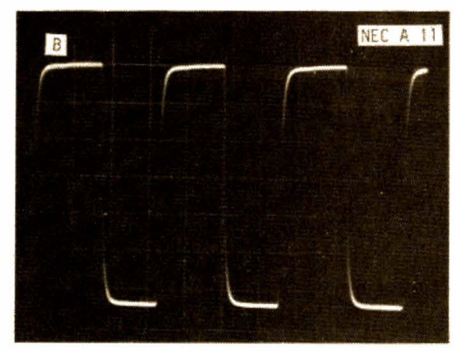
Avec ce signal d'entrée, l'alimentation demande un peu moins d'énergie et nous permet d'atteindre une puissance supérieure : 260 W sur 4 Ω et 141 W sur 8 Ω. Là, on constate que la puissance sur 4 Ω est très proche du double de celle mesurée sur 8 Ω, en effet, dans cette condition de travail, la tension d'alimentation baisse

Entrée	Rapport S/B	Sensibilité	Saturation	Impédance
Phono	81 dB	2,7 mV	340 mV	44,8 kΩ
Aux. (Tuner)	95 dB	160 mV	–	16,5 kΩ
Ampli	111 dB	1,3 V	–	17,4 kΩ
Pour 5 mV de sensibilité d'entrée.				

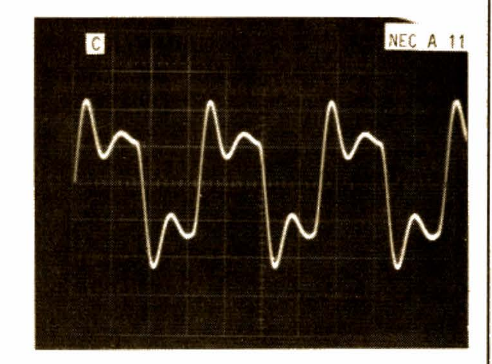
Tableau des mesures de l'amplificateur NEC A-11.



Oscillogramme A. – Forme du signal utilisé pour la mesure de la puissance musicale. On travaille ici avec une puissance moyenne faible et des points de tension, ce qui permet de disposer d'une tension d'alimentation relativement élevée. On mesure ici la tension de crête et on en déduit une puissance équivalente, celle que l'on aurait si l'amplificateur était capable de sortir cette tension en régime sinusoïdal.



Oscillogramme B. – Réponse de l'amplificateur sur charge de 8 Ω purement résistive. Les divisions horizontales ont une largeur de 20 µs, les verticales une hauteur de 10 V.



Oscillogramme C. – Comportement de l'amplificateur sur charge de 8 Ω avec condensateur de 2,2 µF en parallèle. La fréquence du signal rectangulaire est de 10 kHz. Les divisions verticales ont une hauteur de 10 V, à un niveau plus élevé, le système de sécurité entre en service et coupe la charge.

peu, et la loi $P = U^2/R$ s'applique normalement.

Nous avons mesuré le taux de distorsion harmonique à 50, 1 000 et 10 000 Hz et trouvé, à chaque fois, moins de 0,02 %, nous n'avons pas poussé nos investigations plus loin. Le taux d'intermodulation se situe, sur 4 Ω comme sur 8 Ω , à une valeur proche de 0,03 %.

Les performances se situent donc à un excellent niveau sur ce plan.

Nous avons mesuré un temps de montée de 3,5 µs pour les flancs positifs du signal carré et de – 3,5 µs pour les flancs négatifs. La vitesse de montée en tension est de + 40 V/µs et de 36 V/µs.

Les oscillogrammes de signaux carrés sont commentés en légende. Le tableau I donne les résultats des mesures effectuées sur les entrées : nous avons un très bon rapport signal sur bruit, notamment sur l'entrée directe de l'amplificateur, et, pour l'entrée phono, une résistance très importante à la saturation.

Les courbes de réponse des entrées montrent une belle régularité, et la diaphonie entre entrées gauche et droite, bien qu'existante, ne devrait pas gêner l'écoute dans des conditions stéréophoniques normales.

Conclusions

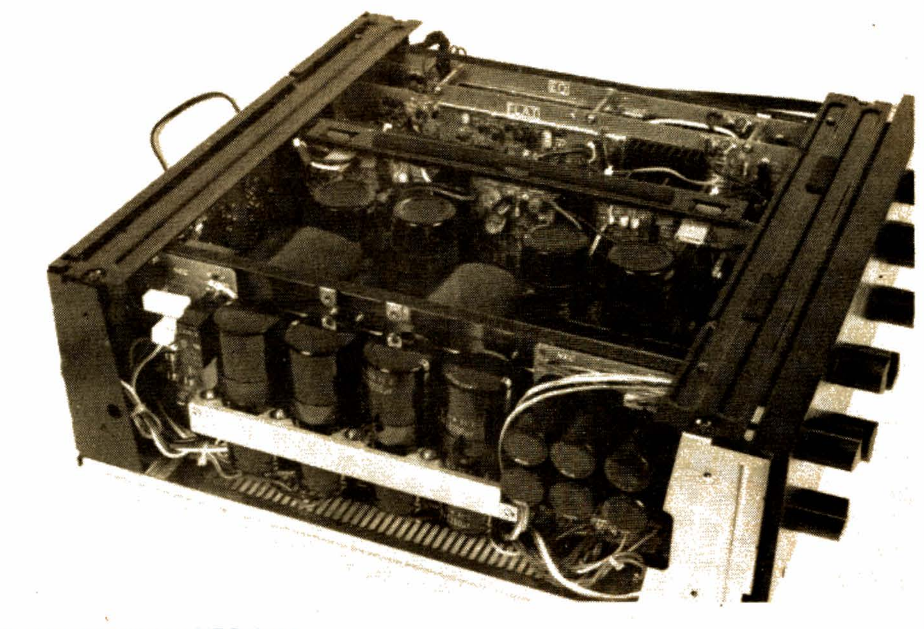
NEC a déployé beaucoup d'efforts pour concevoir et réaliser un produit original et performant. Ces performances, nous les avons vérifiées et elles correspondent à celles annoncées par le constructeur.

La puissance importante délivrée par l'amplificateur permettra de l'utiliser avec des enceintes à faible rendement.

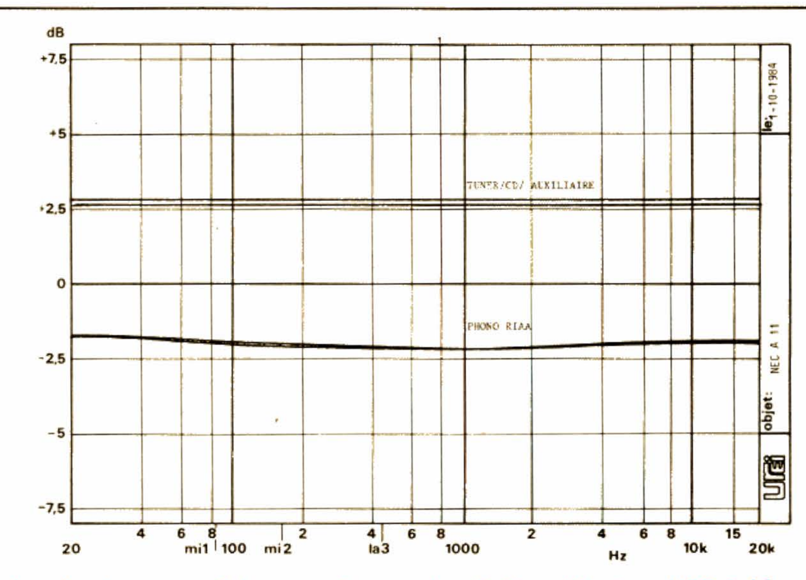
L'absence volontaire d'un correcteur de timbre permettra d'insérer un système graphique, capable de corriger éventuellement l'acoustique du local d'écoute.

NEC a utilisé un schéma relativement complexe par rapport à beaucoup d'autres réalisations du marché. Les précautions prises devraient, en principe, conduire à des performances auditives remarquables que vous pourrez vérifier vous-même si vous êtes amateur d'écoutes subtiles.

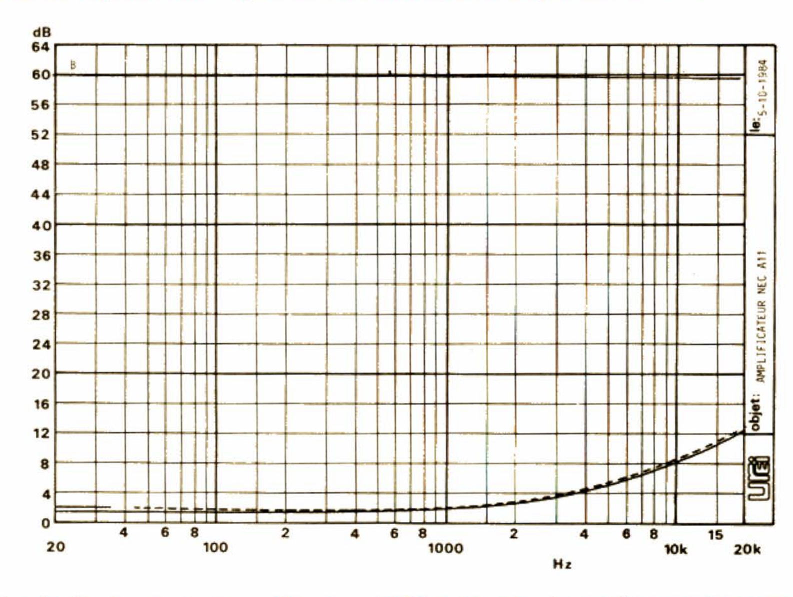
E. LEMERY



Vue intérieure du NEC A 11.



Courbes de réponse en fréquence des entrées de l'amplificateur NEC A 11.



Courbe de diaphonie de l'amplificateur NEC A 11 relevée sur les entrées tuner.

SONY : LE MICRO TÉLÉVISEUR WATCHMAN

Puisque la télévision va nous envahir à haute dose, le matin, la nuit, autant s'équiper tout de suite. Le téléphile se promènera désormais son téléviseur à la main... Sony, créateur du magnétophone stéréo Walkman et fabricant de tubes cathodiques, se devait de proposer un microtéléviseur, bien qu'il ne s'agisse pas d'une vraie nouveauté : Sinclair en avait présenté uh il y a quelques années. L'innovation de Sony réside dans le tube cathodique presque plat qui utilise une technique de projection sur écran incliné où l'image anamorphosée apparaîtra normale.

Présentation

510 g, 16 cm de long pour 7,5 cm de large, et 3,6 cm d'épaisseur, le Watchman n'est guère plus encombrant qu'un lecteur de cassettes audio. Pas de boîte à suspendre à la ceinture, tout tient dans le boîtier, on aura simplement à déployer l'antenne pour recevoir les émissions. L'alimentation est confiée à 4 piles de 1,5 V, petit modèle, dont la version alcaline assurera 3 heures d'autonomie. Sony vend avec son FD 20F un adaptateur secteur. Si vous désirez conserver votre autonomie sans trop dépenser, vous pourrez soit acheter un boîtier pour grosses piles (10 heures d'autonomie), soit encore vous procurer le bloc d'accumulateurs dont l'autonomie est d'une heure et demie et qui demande une recharge de 9 heures.

Enfin, dernière source d'alimentation permise : le 12 V de l'allume-cigare de votre voiture.

Un sélecteur latéral à deux positions vous met en rapport avec quatre gammes de fréquences : VHF bande I et III et UHF bande VI et V, la gamme VHF occupe deux moitiés du cadran, une commutation a lieu au milieu. La

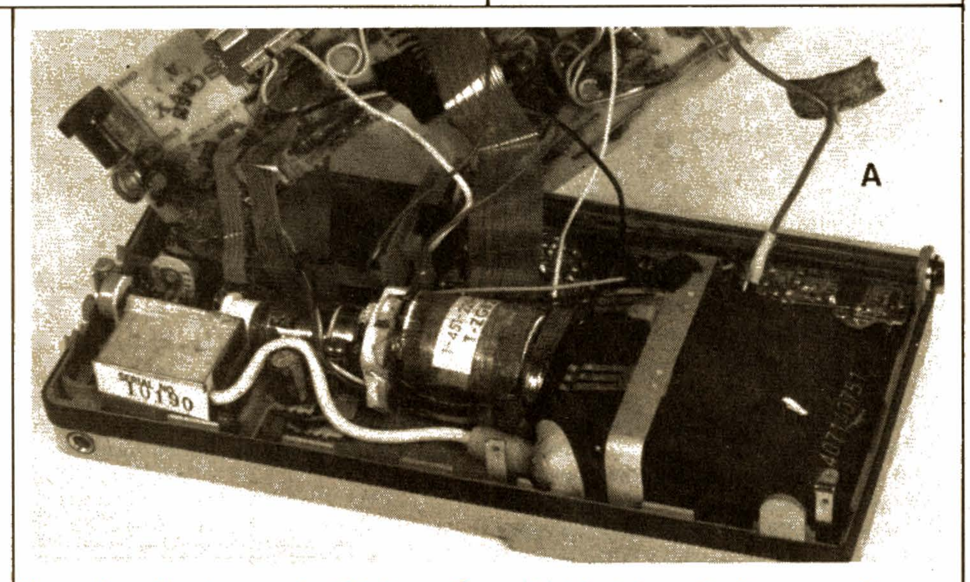
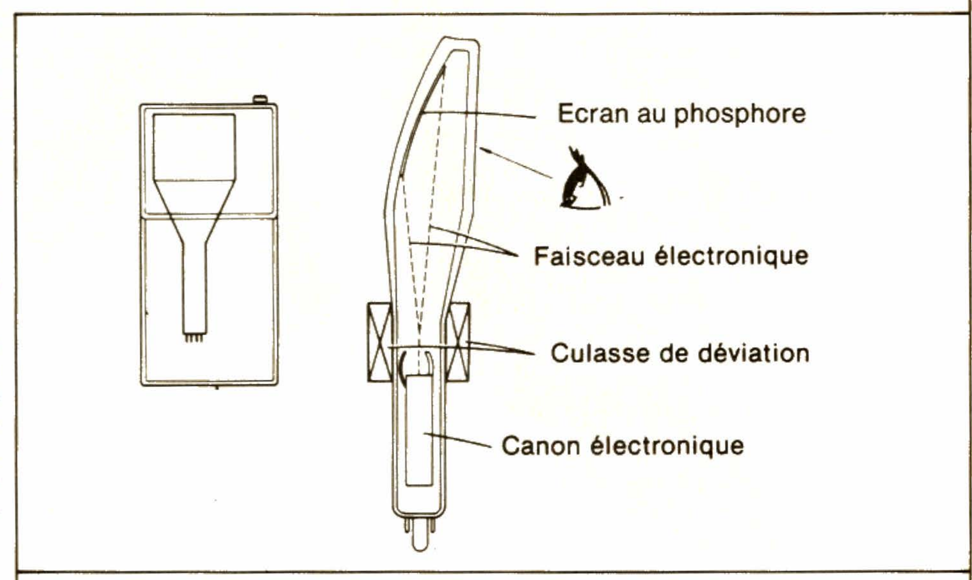


Photo A. – Vue interne du téléviseur. On voit ici le tube cathodique et sa forme aplatie. Notez les bobinages placés autour du col du tube. La THT a pris place dans un blindage hermétique d'où sort un câble avec sa ventouse (miniature aussi).

version F permet la réception des signaux aux normes françaises. Attention donc si vous ramenez un produit de ce type de l'étranger... La recherche des stations s'effectue exactement comme sur un récepteur radio, avec molette et aiguille se déplaçant le long d'un cadran.

L'écoute aura lieu soit sur un mini haut-parleur intégré, soit sur un écouteur ou un casque.

Si le micro-écran vous paraît trop petit, vous aurez recours à la lentille de Fresnel livrée avec l'appareil, elle double l'image. Un étui de transport protège le téléviseur des agressions, une visière fait assez d'ombre pour vous permettre de regarder votre récepteur en plein jour.



Le tube

Dans un tube cathodique classique de télévision, le faisceau d'électrons vient exciter la couche de phosphore déposée sur un écran transparent à travers lequel on regarde l'image. Ici, par contre, la couche de phosphore est déposée sur une surface opaque et c'est directement cette couche que l'on regarde à travers une partie transparente du tube image.

La figure 1 donne la configuration du tube cathodique original mis au point par Sony. Il ne s'agit pas là du premier écran plat, d'autres systèmes, même en couleur, ont déjà été expérimentés. Le téléspectateur regardera cet écran à travers une vitre plane.

Le tube utilisé est un modèle à canon de structure classique, à déviation magnétique comme le montrent les bobinages entourant le tube (photo A). On découvrira autour du canon les aimants de correction habituels. La différence avec les tubes classiques est ici la faible déviation angulaire nécessitée pour le balayage vertical.

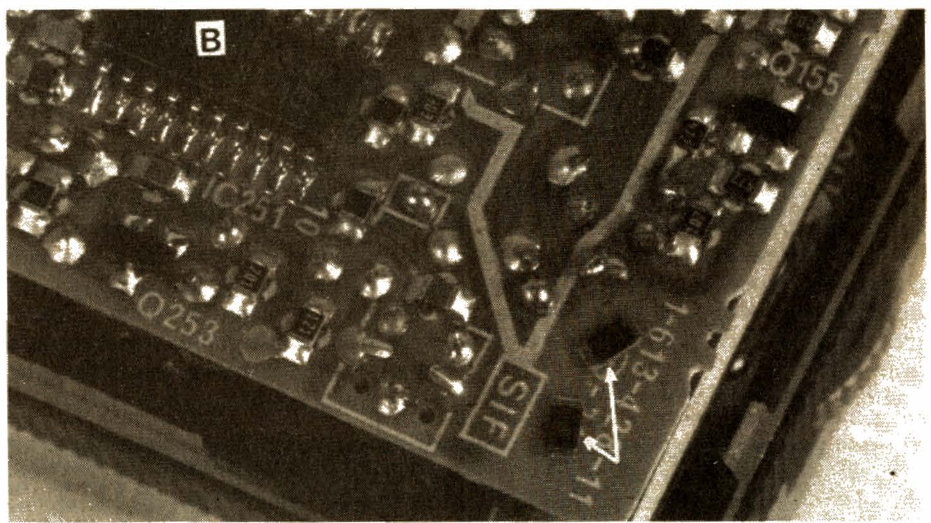


Photo B. – La microtechnologie du Watchman : des composants ultraminiaturisés, les flèches montrent la taille normale des résistances chips. On notera la présence de la valeur nominale sur chaque résistance.

Techniques

La confection d'un téléviseur aussi petit nécessite une technique d'implantation en surface de composants, on s'en serait douté. Nous avons bien entendu ouvert l'appareil, opération que nous ne vous conseillons pas. Surprise, nous y avons trouvé des ré-

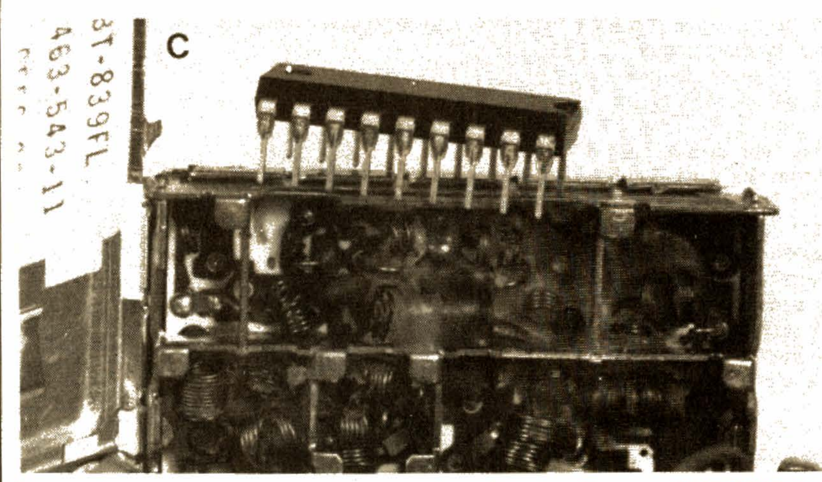


Photo C. – Le circuit intégré montre la taille du sélecteur UHF/VHF. Les bobinages, une fois réglés, sont noyés dans une cire. L'accord s'effectue en écartant les spires des bobines.

sistances chips deux fois moins encombrantes que celles auxquelles les autres constructeurs nous avaient habitués. La photo B montre la taille de ces nouvelles résistances, nous avons placé sur un côté du circuit imprimé deux résistances classiques (suivre les flèches), elles donnent l'échelle !

A côté de ces modèles à couche métallique d'un dixième de watt, vous trouverez des composants classiques comme des condensateurs chips ou des circuits intégrés en boîtier flat pack.

Le sélecteur UHF VHF constitue à lui seul l'un des pôles d'attraction de ce téléviseur. La photo C donne sa taille, nous avons placé au-dessus un circuit intégré qui, grâce à ses pattes espacées de 2,54 mm, vous donnera une indication de l'échelle. Encore une merveille de miniaturisation. Le manuel de service ne fournit pas la reproduction du circuit imprimé, un échange standard constitue sans doute le plus simple moyen de dépannage. Les bobinages sont ici sans noyau, et une cire, fondue sur l'ensemble, assure la stabilité des bobines et les empêche de vibrer. D'autres composants sont, bien entendu, montés de l'autre côté du circuit imprimé.

Pour les potentiomètres de réglage

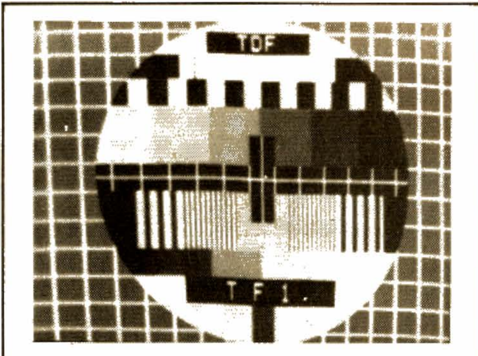


Photo D. – La mire photographiée sur le Watchman.

de contraste et de synchro verticale, le constructeur a utilisé des ajustables associés à des boutons dont l'axe prend la place de la fente normalement prévue pour un tournevis.

La photo A montre la façon dont les circuits sont reliés entre eux, par circuits imprimés souples.

Essais

Il faut être placé dans de relativement bonnes conditions de réception (à proximité d'un émetteur) pour pouvoir bénéficier pleinement d'un mini spectacle vidéo. A distance, il sera préférable de relier l'antenne télescopique à une prise, ça marche ! Mais le transfert d'énergie n'est certainement pas optimal. A 50 km d'un émetteur, la réception n'est pas très facile et l'accord, sur notre échantillon, ne permettait pas toujours de bénéficier simultanément du son et de l'image. Sans doute un problème de réglage propre à notre exemplaire. Nous avons pu constater la grande finesse de l'image sur mire, mais là encore nous n'avons pas eu de chance, la linéarité horizontale de l'image n'était pas celle que nous attendions. Dommage ! La loupe est la bienvenue ainsi que le pare-soleil, accessoire particulièrement utile.

Conclusions

Malgré des normes particulières à notre pays, Sony a consenti à réaliser une série de micro-téléviseurs (noir et blanc) pour le public français. Que les amateurs de produits nouveaux et ultra-sophistiqués se précipitent, il n'y en aura peut-être pas pour tout le monde.

Avec ce « Watchman », qui précède le lecteur de disques compacts portatif du même constructeur, nous entrons un peu plus en avant dans le monde de l'ultra-miniaturisation avec, une fois de plus, des techniques qui vont demander un recyclage aux dépanneurs T.V. Au moins, avec cet appareil, vous n'aurez aucun mal à le leur apporter...

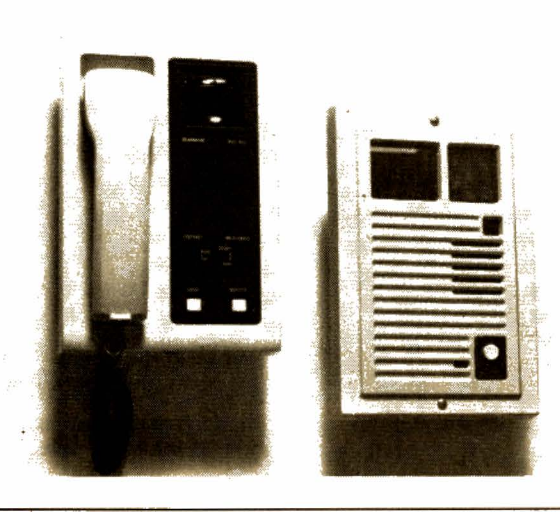
Bloc-notes

LE VIDEOPHONE AIPHONE MA-1A

Alors que la délinquance à domicile ne cesse (malheureusement) de se développer, ce système vidéo « Aiphone », d'un nouveau type de sécurité, permet le contrôle de chaque entrée.

Convenant aussi bien aux appartements, maisons individuelles et grandes propriétés, qu'aux bureaux et locaux industriels, il permet d'identifier et de converser avec un visiteur sans avoir à lui ouvrir la porte.

Le poste de porte, équipé d'une caméra vidéo, permet le balayage très large de la zone d'entrée. Protégé contre le vandalisme, étanche, le portier en fonte d'aluminium très épais, est inviolable. Un écran à très haute résistance protège l'objectif de la caméra.



Le monitor de contrôle délivre instantanément l'image après l'appel. Un bouton d'écoute permet de voir et d'entendre à l'extérieur, sans être remarqué du visiteur. Un bouton d'ouverture commande une gâche électrique.

Particulièrement esthétique et peu encombrant, son installation, extrêmement simple, ne nécessite qu'un simple câble coaxial et permet à chacun de l'installer soi-même, le cas échéant.

Pour tout renseignement : Aiphone France, BP 111, 91321 Wissous Cedex.



REALISEZ UN INDICATEUR D'APPELS TELEPHONIQUES

Vous attendez un coup de téléphone important et, pour une raison quelconque, vous vous absentez quelques instants ; à votre retour le téléphone est toujours là, immobile et silencieux mais comment savoir s'il a sonné en votre absence et si, de ce fait, vous n'avez pas manqué l'appel tant attendu ? Tout simplement en réalisant le montage que nous vous proposons ci-après et qui permet de savoir si un ou plusieurs appels téléphoniques ont eu lieu en votre absence.
La version que nous vous proposons ci-après est très simple et ne sait indiquer que s'il y a eu au moins un appel en votre absence. Nous vous proposerons dans quelques temps une version plus élaborée qui sera capable de vous indiquer combien il y a eu d'appels, mais ne brûlons pas les étapes et voyons ensemble les possibilités du montage de ce jour.

Présentation

Notre montage se connecte en dérivation sur toute installation téléphonique existante sans modification de celle-ci et reste totalement passif vis-à-vis de la ligne dans tous les cas d'utilisation. Il dispose d'un voyant et d'un poussoir dit d'interrogation et fonctionne comme indiqué ci-après.

Tout d'abord, il faut savoir que dans l'exposé suivant, « interroger » le montage signifie appuyer sur le poussoir d'interrogation ; cela va sans dire mais cela va encore mieux en le disant...

Lorsque le montage est au repos et qu'aucun appel n'a été enregistré depuis la dernière interrogation de l'appareil, toute pression sur le poussoir est sans effet visible et le voyant du montage reste éteint. Si, par contre, un appel au moins a eu lieu depuis la dernière interrogation du montage, le fait de presser le poussoir fait allumer le voyant, signalant ainsi l'existence d'au moins un appel et le relachement du poussoir fait éteindre le voyant et remet automatiquement à zéro l'appareil.

Comme vous pouvez le constater, le seul et unique poussoir de l'appareil sert à tout, ce qui simplifie son maniement ; de plus, vous ne risquez pas d'oublier de mettre le montage en marche car il ne dispose d'aucun interrupteur marche/arrêt. Il est donc en permanence sous tension, ce qui est rendu possible par sa consommation au repos inférieure à 1 μA, ce qui donne à la pile qui l'équipe une durée de vie d'au moins six mois dans le plus mauvais des cas.

Et le voyant direz-vous, il consomme bien plus que 1 μA ? Oui, mais comme il n'est mis sous tension que lors de la pression sur le poussoir d'interrogation pendant quelques secondes au maximum, cela n'a pas d'influence notable sur la durée de vie de la pile.

Tout cela est possible pour un investissement inférieur à 50 F comme nous allons le voir maintenant en étudiant le schéma du montage.

Le schéma

Il vous est proposé figure 1 dans son intégralité. La partie gauche est reliée à la ligne téléphonique et sert de détecteur de sonnerie. En effet, la

sonnerie du téléphone est matérialisée par un signal alternatif de 80 V d'amplitude environ. Signal qui traverse sans mal le condensateur de 0,47 μF et que l'on redresse au moyen d'un pont de diodes. La sortie de ce pont alimente, via une résistance de limitation de courant, la LED d'un photocoupleur qui se charge de l'isolation du reste du montage de la ligne téléphonique.

Sur l'émetteur du transistor du photocoupleur, on dispose donc d'un niveau logique 0 lorsque le téléphone ne sonne pas, car les tensions continues de ligne ne peuvent traverser le 0,47 μF et ne peuvent donc faire allumer la LED du photocoupleur. Par contre, dès le premier coup de sonnette, la LED s'allume et un niveau logique haut (égal à la tension d'alimentation du montage) apparaît sur l'émetteur du photocoupleur. C'est ce niveau qui est pris en compte par le reste du montage réalisé autour d'une double bascule D en technologie C.MOS.

Le choix de cette technologie a été dicté par deux impératifs : la faiblesse de la consommation du montage qui a fait exclure la logique TTL et le fait que c'est la seule famille logique capable de s'alimenter sous une tension comprise entre 3 et 18 V.

Pour bien comprendre le fonctionnement du montage, nous avons rappelé en figure 2 la table de vérité d'une bascule D de ce type. Hormis les entrées de remise à zéro (R) et de remise à un (S), qui sont actives au niveau logique haut, il faut noter qu'une bascule D change d'état sur un front montant appliqué à son entrée horloge C et que, dans ce cas, la sortie Q prend l'état qu'avait l'entrée D avant le front montant. $\overline{Q}$ barre est la sortie complément de Q et est donc toujours dans un état opposé à celui de Q. Dès lors que l'on sait cela, le fonctionnement du montage est d'une analyse très simple.

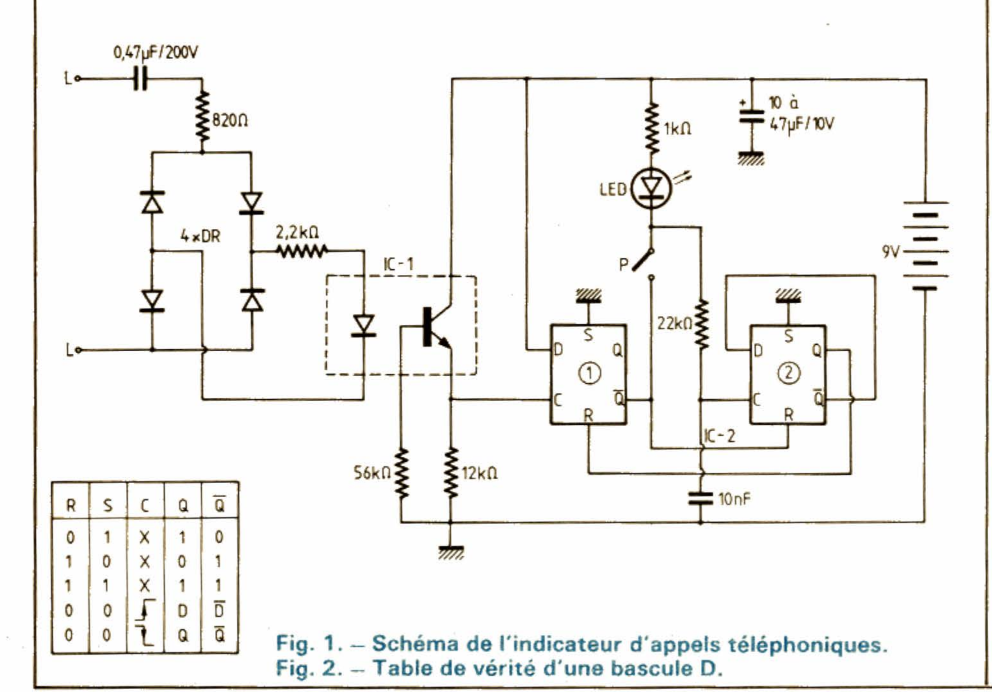
Supposons que les deux bascules soient au repos (ce qui est le cas après une interrogation du montage comme nous allons le voir) ; Q_1 est à 0 et $\overline{Q}_1$ barre à 1 de même pour Q_2 et $\overline{Q}_2$ barre. $\overline{Q}_1$ barre étant à 1, la bascule n° 2 est maintenue à 0 par l'intermédiaire de son entrée R ; par contre, comme Q_2 est à 0, la bascule 1 peut fonctionner puisque sa patte R est à 0 et est donc inactive. Si l'on presse le poussoir P, rien ne se passe car $\overline{Q}_1$ barre est à 1 comme nous venons de le dire.

Si un coup de sonnette arrive, un front montant est généré sur C_1 par l'intermédiaire du photocoupleur ; comme D_1 est reliée à l'alimentation, Q_1 passe alors au niveau 1 et $\overline{Q}_1$ barre à 0 ; ceci fait donc passer R_2 à 0 et autorise le fonctionnement de la bascule 2. Tous les coups de sonnette ultérieurs ne peuvent plus faire changer le montage d'état, puisque la bascule 1 transfère de D_1 à Q_1 un niveau logique 1 pour chacun d'eux, ce qui ne change rien à l'état du montage.

Si, maintenant, vous appuyez sur le poussoir P, la LED va s'allumer puisque $\overline{Q}_1$ barre est à 0 ; simultanément l'entrée C_2 va passer à 0 (la résistance de 22 kΩ n'influant pas sur le niveau d'entrée de la bascule D puisque nous avons à faire à des circuits C.MOS à très haute impédance d'entrée). Lorsque vous allez relâcher le poussoir ; la LED va s'éteindre bien sûr mais cela va générer un front montant sur C_2 et la bascule 2 va basculer, faisant ainsi passer Q_2 à 1. Cela va donc remettre à 0 la bascule 1 par son entrée R qui va à son tour remettre à 0 la bascule 2 par son entrée R également. Le montage est revenu à son état initial.

C'est simple n'est-ce pas ? Si vous n'êtes pas de cet avis, reprenez ces explications avec un papier et un crayon et notez les divers états successifs sur le schéma ; vous verrez alors bien mieux ce qui se passe.

Une seule question peut subsister après cet exposé et concerne le rôle de l'ensemble résistance de 22 kΩ et condensateur de 10 nF. Cette cellule RC sert tout simplement à éliminer les rebondissements dus au poussoir P ; rebondissements qui généreraient non pas un front montant d'horloge sur C_2 mais tout un train.



R	S	C	Q	$\overline{Q}$
0	1	X	1	0
1	0	X	0	1
1	1	X	1	1
0	0	↑	D	$\overline{D}$
0	0	↓	Q	$\overline{Q}$

Fig. 1. – Schéma de l'indicateur d'appels téléphoniques.
Fig. 2. – Table de vérité d'une bascule D.

La réalisation

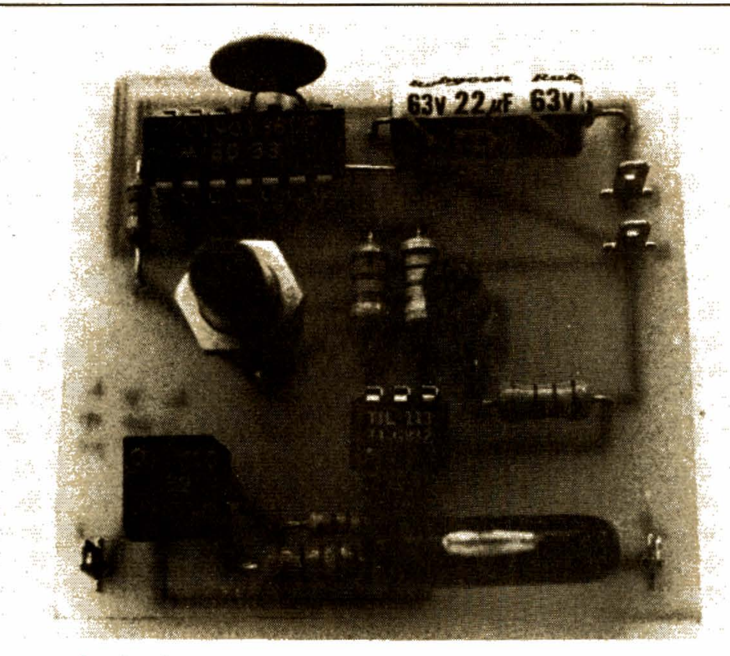
Sa simplicité est à la mesure de celle du schéma. Nous avons dessiné un circuit imprimé simple face dont le tracé vous est proposé en figure 3. Ce circuit supporte tous les composants, LED et poussoir compris. C'est d'ailleurs ce dernier qui permet de fixer le circuit imprimé dans un boîtier puisque la légéreté du montage le permet.

Le circuit peut être réalisé par tout moyen à votre convenance : feutre, transferts directs ou méthode photo. L'approvisionnement des composants, dont la liste est donnée en figure 5, ne devrait pas non plus poser de problème car tous sont des classiques. Les supports sont facultatifs pour le photocoupleur et le circuit

C.MOS. En ce qui nous concerne, nous avons employé des contacts en bande qui, s'ils sont convenablement soudés, font des supports tout à fait satisfaisants pour ce type de montage et d'un prix de revient dérisoire.

Le montage des composants est à faire dans l'ordre habituel en suivant le plan d'implantation de la figure 4. Attention à ne pas oublier le seul strap du circuit qui passe sous le 4013 et qu'il faut donc mettre en place en premier. Veillez à l'orientation correcte du pont, de la LED, du chimique et des circuits intégrés. Pour le 4013 C.MOS et si vous n'utilisez pas de support, débranchez votre fer du secteur pour le souder, à moins que vous ne disposiez d'un fer à souder basse tension auquel cas il n'y a aucun risque.

Le montage peut être placé dans n'importe quel boîtier à votre convenance, la disposition choisie pour les éléments permettant de fixer celui-ci grâce au poussoir vissé sur la face avant du boîtier ; face avant d'où sera visible la LED qu'il suffit pour cela de câbler avec toute la longueur de ses pattes, de façon à ce que sa partie lumineuse arrive au niveau du canon fileté du poussoir.



Un montage très simple...

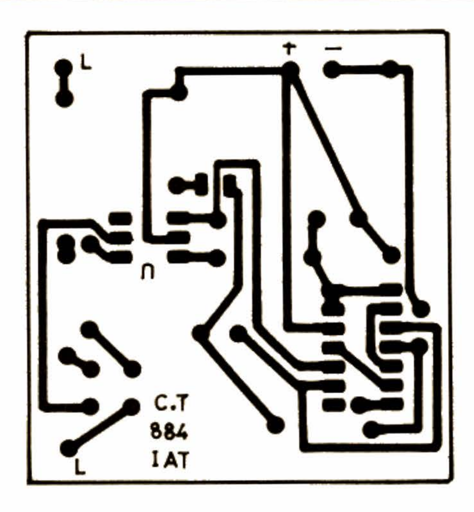


Fig. 3. – Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

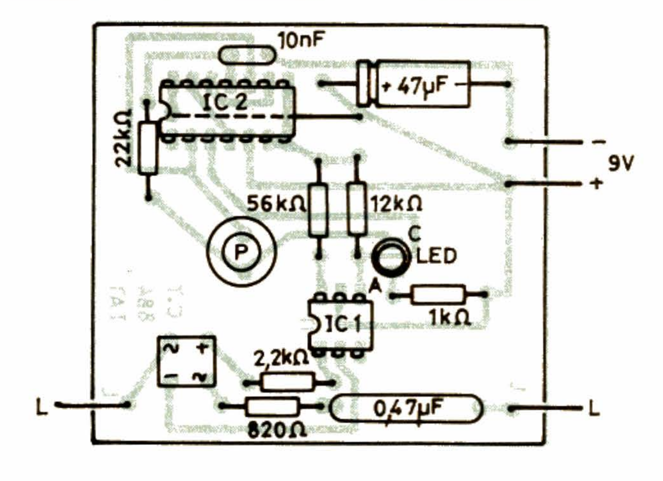


Fig. 4. – Implantation des composants.

Repère	Type et équivalent
4 × DR	Pont moulé 100 V 0,5 A ou plus
IC_1	Photocoupleur Darlington : TIL113, H11B1, MCA230, 4N33
IC_2	4013 CMOS, CD4013, MC14013...
LED	Tous types, mais rouge de préférence
Résistances	1 × 820 Ω 1/2 W ; 1 × 1 kΩ 1/4 W, 1 × 2,2 kΩ 1/4 W ; 1 × 12 kΩ 1/4 W ; 1 × 22 kΩ 1/4 W ; 1 × 56 kΩ 1/4 W
Condensateurs	1 × 10 nF céramique, 1 × 0,47 µF mylar 200 V, 1 × 10 à 47 µF 10 V chimique
p	1 poussoir, contact en appuyant
	1 prise téléphone « gigogne »
	1 circuit imprimé

Fig. 5. – Nomenclature des composants.

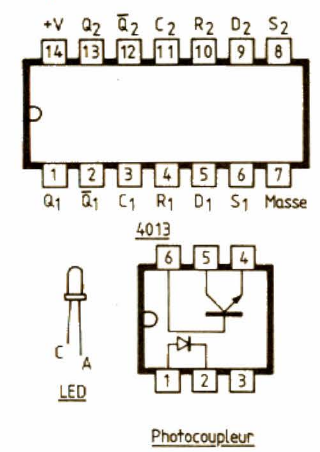
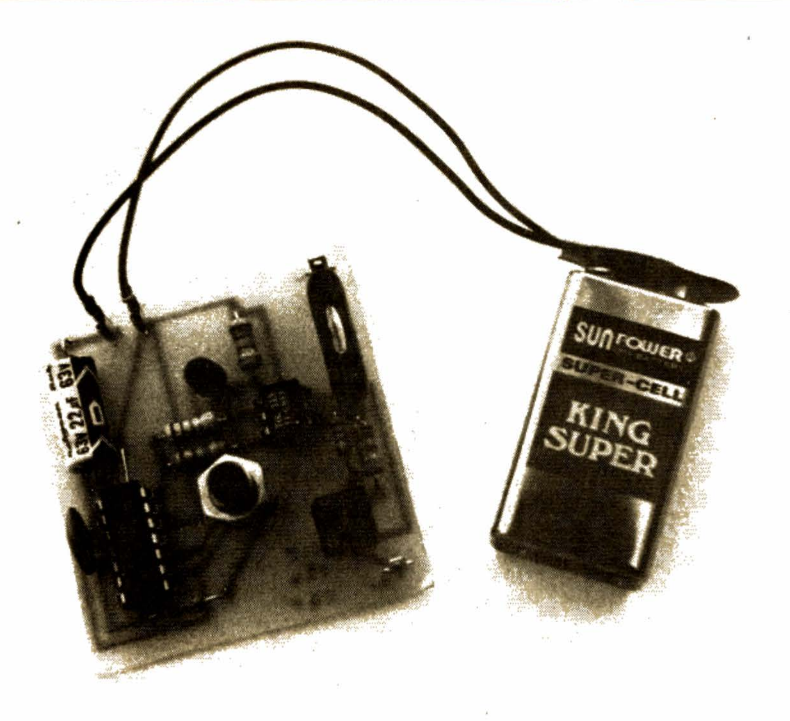
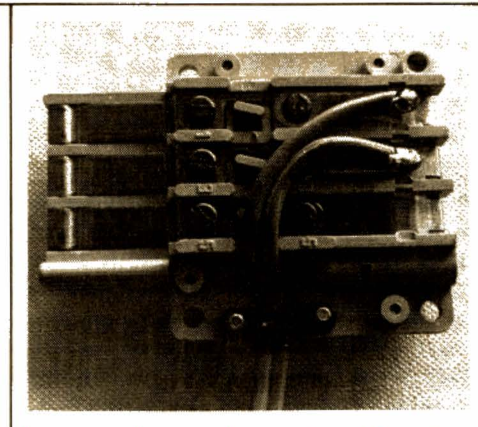


Fig. 6. – Brochage des circuits intégrés.



... à peine plus grand que sa source d'énergie.



Le raccordement du montage à la prise gigogne.

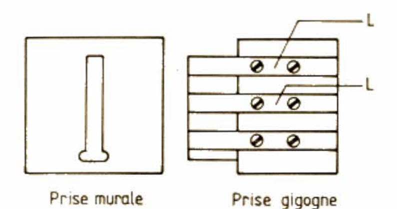


Fig. 7. – Repérage des bornes à utiliser sur la prise gigogne.

Mise en service

Le raccordement au réseau téléphonique fait appel à une prise gigogne (en vente dans les grandes surfaces et dans les grands magasins de bricolage) dont tous les straps de court-circuit seront mis en place. Les deux points L du montage sont à raccorder aux deux bornes de la prise indiquées figure 7 ; le sens de raccordement étant indifférent.

Il suffit alors de relier la pile au montage, de presser une fois sur le poussoir P pour effectuer la remise à zéro de l'ensemble (la LED peut s'allumer ou non à ce moment-là selon l'état initial qu'avaient les bascules D) et d'attendre un appel téléphonique. Dès que cela a eu lieu, vous devez constater qu'une pression sur P fait allumer la LED et que toutes les pressions ultérieures restent sans effet.

Si le montage ne fonctionne pas, sa simplicité et l'exposé de ses divers états détaillé ci-avant doit vous permettre de trouver rapidement la panne avec un simple contrôleur universel ou une sonde logique.

De par son principe, ce montage peut rester connecté en permanence sur votre installation téléphonique sans en affecter le moins du monde le fonctionnement. De même, la pile reste connectée en permanence et, pour qu'elle vive le plus longtemps possible, nous vous conseillons d'utiliser une pile alcaline ; six mois constituent alors une durée de vie minimum et un an la durée de vie normale.

Conclusion

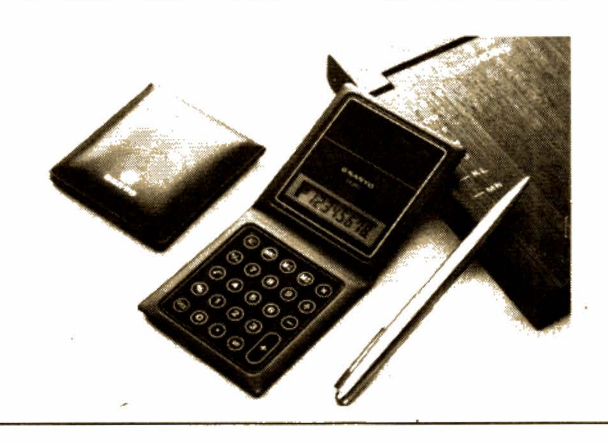
Voici encore un petit montage simple à même d'accroître l'intérêt et le confort d'utilisation de ce compagnon quasiment indispensable qu'est le téléphone. Si sa réalisation ne vous tente pas, nous espérons au moins que les explications de son fonctionnement vous auront permis d'apprécier l'intérêt de ces classiques de la logique que sont les bascules D.

C. TAVERNIER

Bloc-notes

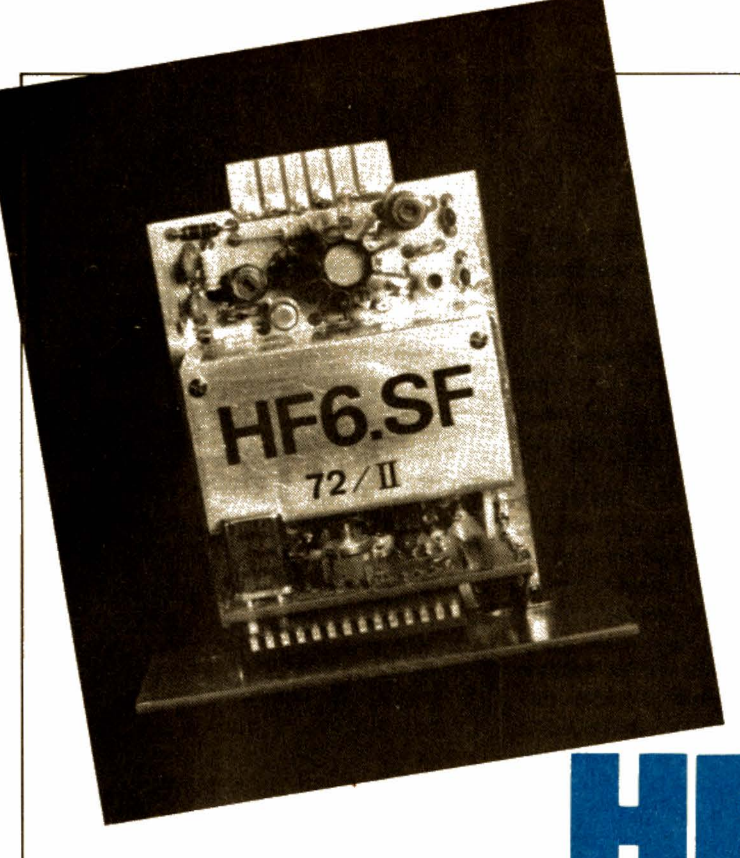
UNE NOUVELLE CALCULATRICE PLIANTE CHEZ SANYO : CX 800

Cette calculatrice pliante possède tous les avantages ; alimentée par cellules solaires, vous pourrez l'utiliser en toutes circonstances.



Spécifications

Capacité : 8 chiffres
Affichage : cristaux liquides
Mémoire : une mémoire
Constant : 1
Intensité lumineuse nécessaire : 50 lux ou plus
Opérations : 4 opérations, calculs de pourcentages et d'escomptes, calculs en chaîne, extractions de racines carrées
Alimentation : par cellules solaires
Poids : 38 g
Dimensions : ouverte : 152 × 71 × 5,5 mm. Fermée : 76 × 71 × 10 mm.



LA PLATINE HF6.SF/II

Il y a quelques mois, (... déjà !) nous présentions une platine à synthèse de fréquence, permettant de couvrir tous les canaux des bandes 72 MHz ou 41 MHz, au pas de 5 kHz, ce qui donne 101 canaux dans la première bande et 41 dans la seconde.

Nous pensions, bien sincèrement, que cette description aurait un gros succès. Or, il nous semble aujourd'hui que relativement peu d'amateurs se sont laissé séduire ! Les raisons sont sans doute diverses :

– Tout d'abord, la platine HF-6-SF est relativement onéreuse. Plus évidemment qu'une platine banale, du type HF1 ou même HF4. En fait quand on calcule l'équivalent « quartz » de ses possibilités, on constate que ce prix même un peu élevé est dérisoire puisque 2 quartz en remplacent 101 !

– En second lieu, nous pensons que la technologie un peu complexe de la synthèse de fréquence a fait craindre à quelques-uns de ne pas pouvoir se sortir d'affaire et ainsi de perdre l'investissement consenti. Cet argument ne tient guère car si complexité il y a, heureusement la mise au point est assez simple et il n'y a pas de problème insurmontable à redouter.

– Peut-être aussi quelques autres ont craint d'essuyer les plâtres en se lançant trop vite dans une technique « trop en avance sur son temps ». C'est sans doute l'argument le plus valable. Cependant, si la platine HF6-SF n'est certainement pas la dernière du genre, l'auteur s'engage à essayer pour les prochaines de réutiliser un maximum des composants onéreux, de manière à minimiser la dépense future, s'il y a lieu.

– Nous envisageons aussi une quatrième raison plus grave et plus attristante : une certaine désaffection des amateurs en tous genres pour la réalisation personnelle. L'achat du matériel tout fait est évidemment tentant. Mais nous espérons bien qu'il restera toujours des fervents du « je fais tout moi-même » faute de quoi, les revues du genre de celle que vous lisez en ce moment n'auraient plus qu'à fermer leurs pages !

– Enfin, peut-être que la récente explosion micro-informatique a été aussi un élément négatif du problème. Beaucoup d'amateurs d'électronique ont attrapé le « virus du clavier » et ont investi lourdement dans le « hard ». Nous ne leur lancerons pas la première pierre, ayant nous-même contracté cette navrante maladie. Heureusement, nous sommes maintenant en convalescence. Nous souhaitons à tous les RCistes malades du « µP » une prompte guérison et un retour à leurs « premières amours » !

Mais revenons à notre platine HF6-SF dont nous allons vous proposer une seconde version, légèrement différente de la première, ce qui rend son fonctionnement encore un peu meilleur et sa réalisation plus facile encore. Nous n'allons pas refaire une longue description du montage, mais simplement donner l'essentiel permettant de réaliser ce deuxième exemplaire sans difficulté. Il sera donc indispensable pour ceux qui se décideront à faire chauffer le fer à souder de se reporter à la précédente description qui est parue dans le n° 1692 pour la partie théorique et 1693 pour la réalisation pratique.

I – Le schéma de HF6-SF/II

Nous donnons d'abord en figure 1 le diagramme de fonctionnement de la platine. Les amateurs peuvent ainsi constater le peu de différence avec la version précédente. La chaîne HF est très simple, mais on y trouve un étage supplémentaire. Alors que la première version ne comptait que trois étages : Pilote, Driver et PA, nous en avons maintenant quatre : un driver supplémentaire est apparu ! C'est d'ailleurs la seule modification électrique de HF6-SF/II, les autres ne se remarquant que dans la réalisation. Ce nouvel étage, équipé d'un transistor à effet de champ à deux conséquences :

– Il augmente la puissance HF finale. En effet, la première version était « un peu juste », avec nécessité parfois de trier les transistors pour un bon résultat. Cette fois, nous sommes plus large et par conséquent, le choix est moins critique.

– Il augmente encore l'isolement entre l'antenne et le pilote, ce qui minimise les réactions lors des touchers d'antenne. Dans ce cas, il y a variation de la charge HF de sortie qui se transmet d'étage en étage par les capacités parasites interélectrodes et parvient ainsi jusqu'au pilote qu'elle fait glisser légèrement. Bien sûr, le synthétiseur rattrape « presque » instantanément la bonne valeur, mais il s'ensuit une légère modulation de fréquence parasite qui est évidemment reçue et donne un à-coup sur les servos. En ajoutant un étage, cet effet est d'autant réduit et devient très secondaire. En fait, s'il y a des progrès à faire, ce n'est pas là le problème essentiel à résoudre.

Le reste du montage est resté le même. La HF est prélevée à la sortie du second driver et elle est ramenée à 12 ou 11 MHz par changement de fréquence : 72 – 60 = 12 MHz ou 41 – 30 = 11 MHz, selon la bande de travail. Cette fréquence est alors assez basse pour être traitée par le circuit intégré C.MOS de synthèse, qui la compare après division programmable aux 5 kHz issus par division fixe du quartz de référence. Le résultat de la comparaison est une tension d'erreur envoyée vers la varicap du pilote pour asservissement de la fréquence. Le même pilote reçoit également le signal modulant qui donne à la porteuse le « swing » convenable.

La technique de HF6-SF a des avantages et des inconvénients. Hélas la perfection n'est pas de ce monde !

– Au plan des avantages :

● Simplicité de la chaîne HF où tous les étages travaillent sur la même fréquence.

● Excellente pureté spectrale de l'émission produite, seuls les harmoniques du signal essentiel pouvant apparaître à la sortie antenne.

● Très bonne stabilité de la fréquence porteuse. Celle-ci est fonction de deux quartz très stables. Si dérive il y a, elle se retrouve dans la fréquence émise sans aucune multiplication. La précision des canaux émis est parfaite, bien meilleure qu'avec les quartz interchangeables des platines classiques. Ce n'est d'ailleurs pas le moins surprenant quand on expérimente sur ce genre de matériel !

● La modulation de fréquence est d'excellente qualité. Il n'y a pas de trace de la correction continuelle effectuée par la synthèse. La photo E montrant le signal obtenu en sortie du RX9-SF associé (lui-même à synthèse de fréquence) vous permet de constater que l'on ne distingue pas la moindre trace d'anomalie. D'ailleurs au repos, les servos sont parfaitement immobiles et silencieux, ce qui est le critère absolu d'absence de bruit dans le signal. Le swing se règle très facilement et de plus, la fréquence moyenne d'émission est bien celle programmée par l'utilisateur, ce qui est si difficile à obtenir avec les platines à quartz modulés.

Le revers de la médaille maintenant :

– Rappelons la petite sensibilité aux touchers de l'antenne impossibles à supprimer complètement avec la technique employée. Disons encore que HF6-SF/II présente ce défaut à un niveau assez réduit pour ne guère avoir à s'en préoccuper. Ce n'est pas cela qui déterminera l'étude de la prochaine platine !

– Par contre, on doit bien admettre à la réflexion, que le principe du pilote, d'une part soumis aux efforts continus de la boucle de synthèse pour lui assurer une fréquence aussi constante que possible et, d'autre part, obligé de glisser en fréquence à cause du signal modulant appliqué, est un véritable défi au bon sens ! Ça marche évidemment, mais tout de même pas aussi bien que chez nos amis radioamateurs qui ont la chance de transmettre des sons, c'est-à-dire des signaux **symétriques** par rapport au niveau de repos ! Notre signal de codage RC est par contre parfaitement dissymétrique, tant pendant les ordres de voies (300 µs d'un côté et 1 500 en moyenne de l'autre) que pendant le signal de synchro qui est tout d'un côté pendant quelque 8 ms ! De ce fait, et en raison des dissymétries, la PLL constate la modulation de fréquence et tend à la corriger. Elle n'y parvient pas entièrement, heureusement car il n'y aurait plus de swing, mais elle perturbe tout de même, en produisant une déforma-

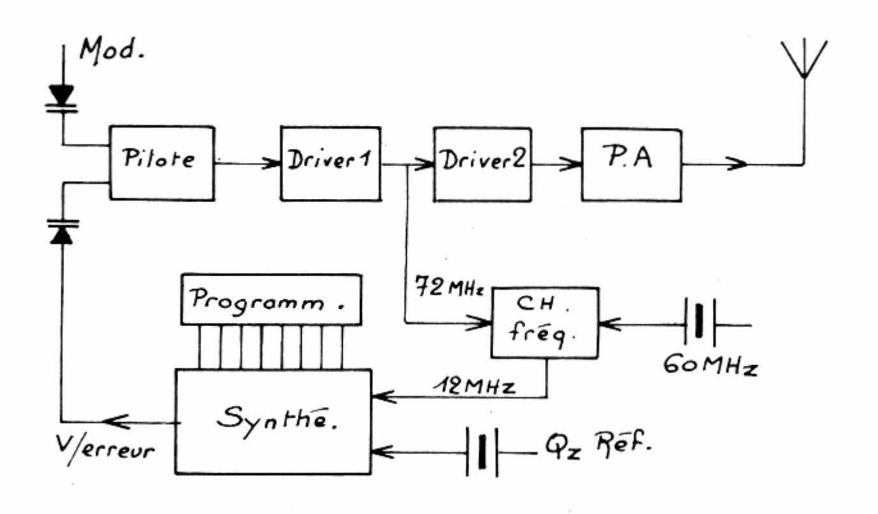


Fig. 1. – Structure de HF6/SF II - 72 MHz.

tion de l'allure générale : une inclinaison des paliers est inévitable. Le défaut est impossible à corriger entièrement, bien que la photo E en montre l'importance très relative en sortie d'un RX9 correctement réglé. Pourtant, de ce côté, il y a quelque chose à faire, que nous ferons, n'en doutez pas ! Ce sera sans doute la raison d'être de la prochaine platine.

En conclusion, HF6-SF/II est une bonne platine HF et vous pouvez, sans aucune crainte, en entreprendre la réalisation.

Faisons un rapide tour du schéma principal donné en figure 2 (version 72 MHz) : tout d'abord, en haut et à gauche, l'étage pilote construit autour de T_1, un transistor à effet de champ J310, excellent pour cette fonction, L_1 est accordée en 72 MHz par son noyau et par D_1, commandée par la boucle de synthèse. La varicap D_2 attaquée par le signal modulant assure le swing ou modulation de fréquence. La HF générée est prélevée à « drain commun » par T_2, un J300, puis amplifiée par un second effet de champ, T_3, encore un J300. L'accord se fait dans le drain par L_2. Cette fois, d'une part on prélève directement la HF pour l'étage suivant, mais un enroulement de couplage l'extrait également pour l'envoyer vers le changement de fréquence. Dans le premier cas, c'est T_4 qui la reçoit et l'amplifie pour enfin provoquer l'excitation du final T_5. On peut remarquer que les deux derniers transistors ne sont pas polarisés au repos, le niveau HF, en particulier sur la base de T_4 étant maintenant suffisant pour assurer la conduction des jonctions. La consommation s'en trouve réduite.

D'autre part, le 72 MHz arrivant au S042, est mélangé à la fréquence de son oscillateur interne (60 ou 30 MHz). Le battement différence de 12 ou 11 MHz est traité par le MC145151. La chaîne des diviseurs programmables (N_0 à N_{13}) ramène ce signal à 5 kHz et le compare ensuite aux 5 kHz provenant du quartz de référence à 10 240 kHz. La tension d'erreur apparaît sur le picot 4 et est traitée par un double ampli OP, un LM358. Le résultat est alors une tension continue qui commande la capacité de la varicap D_1. Partis du pilote, nous y voici revenus ! Nous avons parcouru, ce qui s'appelle une boucle à verrouillage de phase (ou PLL : Phase Locked Loop).

Rappelons la méthode de calcul de la programmation :

Exemple : **Canal 72 125 kHz.**

– 72 125 – 60 000 = 12 125 kHz (fréquence sortant du S042),

– 12 125 : 5 = 2 425 (coefficient de division),

– $2\,425_{10} = 100101111001_2$ (conversion en base 2).

Les 8 chiffres de poids faible sont à programmer : soit 0111 1001.

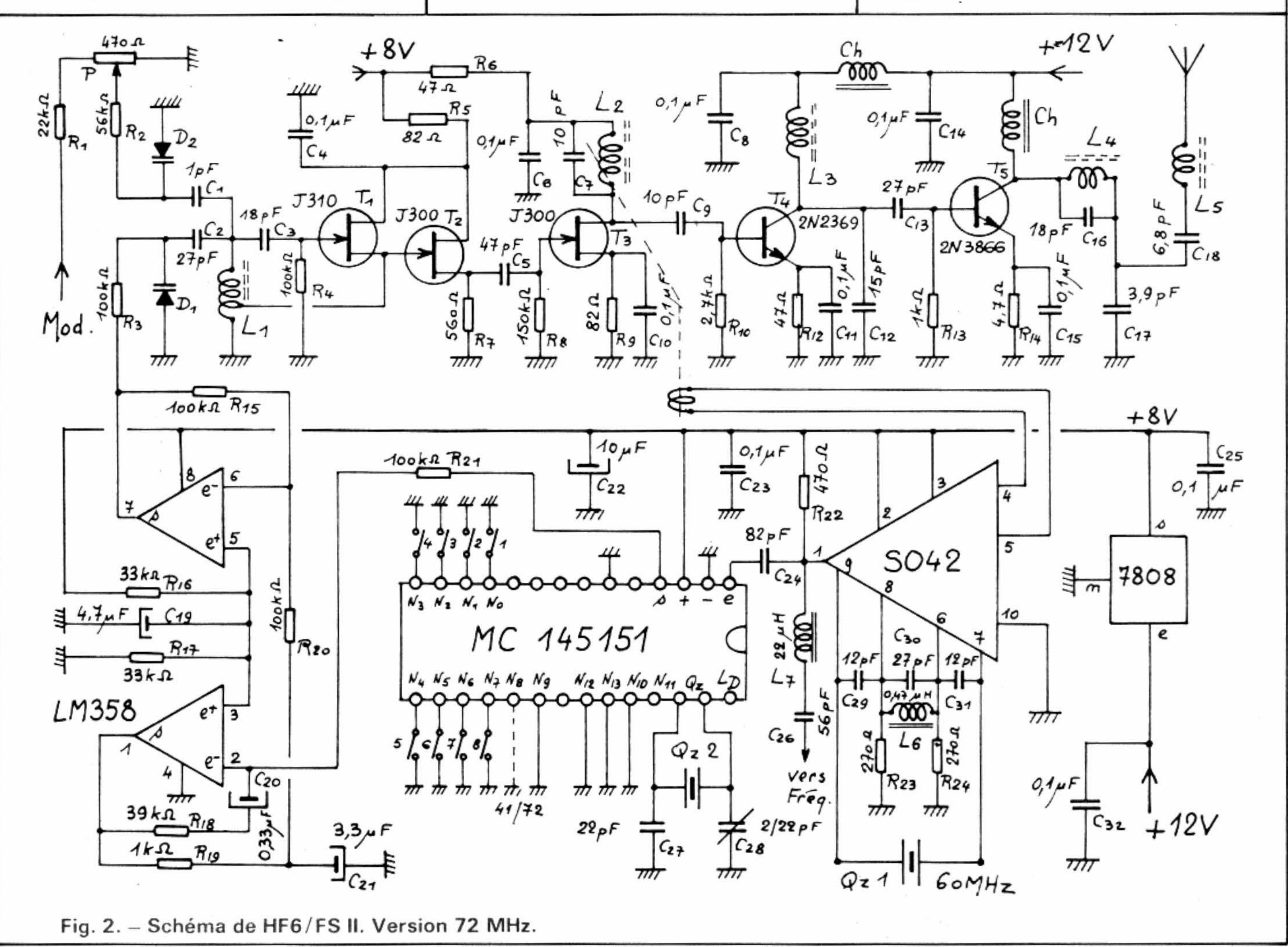


Fig. 2. – Schéma de HF6/FS II. Version 72 MHz.

Les chiffres restant de poids fort sont programmés de manière fixe, dans la bande choisie. Ici 001001 pour N_{13} à N_8.

Bien sûr, ces calculs sont faits une fois pour toutes. Vous trouverez les résultats complets, sous forme de tableaux, dans le premier article, dont nous avons rappelé les coordonnées, un peu plus haut.

La sortie d'antenne se fait, d'une part, à travers un filtre réjecteur d'harmonique 2 (L_4 et C_{16}) et supérieurs (C_{17}) et un circuit d'accord sur la fréquence porteuse, très efficace, même en 72 MHz (L_5 et C_{18}). Cet accord est même efficace avec le thermique d'antenne !

II – Réalisation

C'est à ce niveau que les amateurs trouveront la seconde modification de HF6-SF. En effet, nous avons entièrement repris le dessin du circuit imprimé pour avoir une platine plus facile à réaliser et à régler. Les bobines HF ont aussi été un peu modifiées. Les photos montrent le bel aspect du montage terminé.

1. Liste des composants

NB. Les valeurs correspondent à la version 72 MHz. Nous consulter pour le 41.

1 J310 Siliconix
2 J300 Siliconix
1 2N2369 Motorola
1 2N3866 Motorola
1 S042E Siemens
1 LM358
1 MC145151P Motorola
1 7808
2 BB105
1 quartz 10 240 kHz, parallèle/15 pF (ou 30 pF en modifiant $C_{27/28}$)
1 quartz 60 000 kHz, overtone 3, SM816 de Matel (ou similaire)
4 cosses pour picots de 13/10 (ou supports de Qz)
1 support DIL 2 × 4, tulipe
1 support DIL 2 × 14, tulipe
1 bloc de 8 inter/DIL type KTD08
2 bobines subm. 3,3 µH (Ch)
1 bobine subm. 0,47 µH (L_6)
1 bobine subm. 22 µH (L_7)
1 radiateur pour TO5
1 jeu L_1 à L_5 à commander à l'auteur
P 470 Ω type VA05 V
R_1 : 22 kΩ
R_2 : 56 kΩ
R_3 : 100 kΩ
R_4 : 100 kΩ
R_5 : 82 Ω
R_6 : 47 Ω
R_7 : 560 Ω
R_8 : 150 kΩ
R_9 : 82 Ω
R_{10} : 2,7 kΩ
R_{11} : suppr.
R_{12} : 47 Ω
R_{13} : 1 kΩ
R_{14} : 4,7 Ω
R_{15} : 100 kΩ
R_{16} : 33 kΩ
R_{17} : 33 kΩ
R_{18} : 39 kΩ
R_{19} : 1 kΩ
R_{20} : 100 kΩ
R_{21} : 100 kΩ
R_{22} : 470 Ω
R_{23} : 270 Ω
R_{24} : 270 Ω
C_1 : 1 pF c5
C_2 : 27 pF c5/N750
C_3 : 18 pF c5/N750
C_4 : 0,1 µF c5mc
C_5 : 47 pF c5
C_6 : 0,1 µF c5mc
C_7 : 10 pF c5
C_8 : 0,1 µF c5mc
C_9 : 10 pF c5
C_{10} : 0,1 µF c5mc
C_{11} : 0,1 µF c5mc

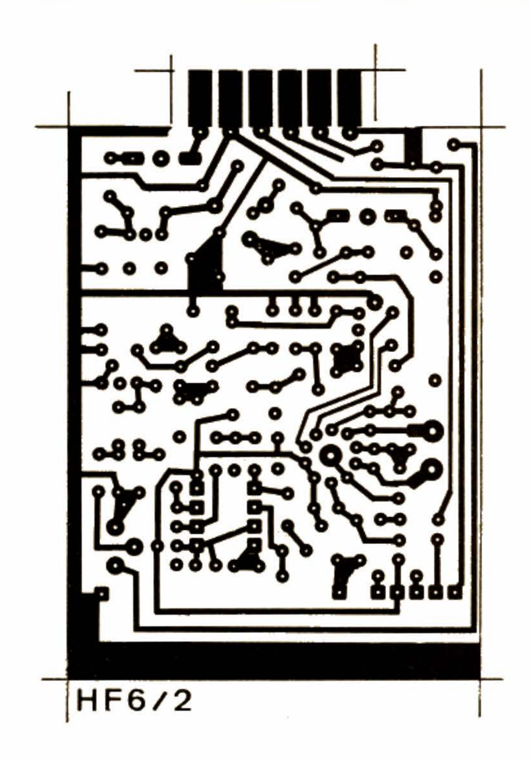


Fig. 3. – Verso du circuit imprimé principal.

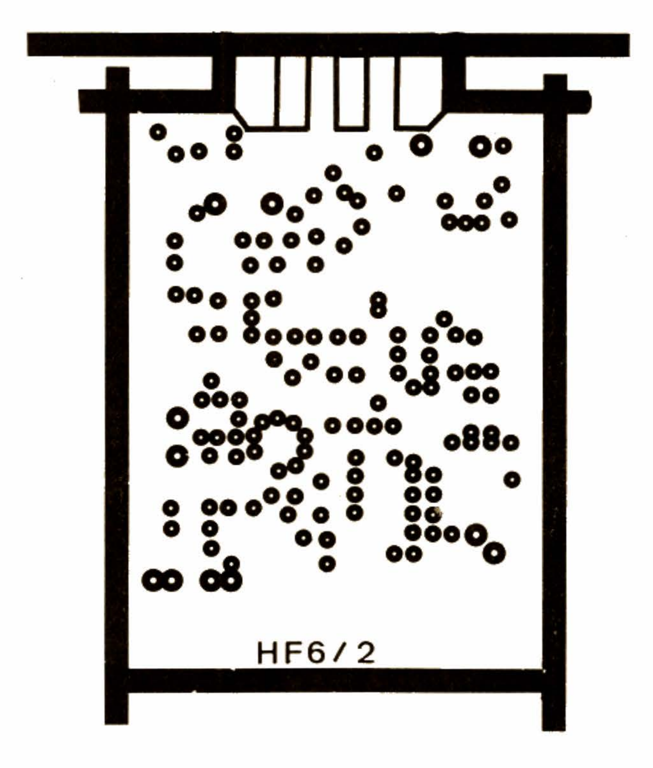


Fig. 4. – Recto du circuit imprimé principal (négatif).

C_{12} : 15 pF c5
C_{13} : 27 pF c5
C_{14} : 0,1 μF c5mc
C_{15} : 0,1 μF c5mc
C_{16} : 18 pF c5
C_{17} : 3,9 pF c5
C_{18} : 6,8 pF c5
C_{19} : 4,7 μF tg/25
C_{20} : 0,33 μF tg/25
C_{21} : 3,3 μF tg/25
C_{22} : 10 μF tg/25
C_{23} : 0,1 μF c5mc
C_{24} : 82 pF c5
C_{25} : 0,1 μF c5mc
C_{26} : 56 pF c5
C_{27} : 22 pF c5/NPO
C_{28} : 2/22 pF Aj. RTC
C_{29} : 12 pF c/2.5
C_{30} : 27 pF c5
C_{31} : 12 pF c/2.5
C_{32} : 0,1 μF c5mc

N.B.
c5 = céramique plaquette au pas de 5 mm.
c5mc = céramique plaquette au pas de 5 mm, multicouches.
tg = tantale goutte.
NPO = coefficient de température nul.
N750 = coefficient de température négatif, 750 ppm.

2. Les circuits imprimés

(Voir les dessins en figures 3, 4 et 5.) A faire évidemment en époxy de 15/10, soit double face pour le CI principal, soit simple face pour le CI secondaire. Ne pas négliger l'étamage des pistes et plan de masse, pour un bel aspect et une meilleure tenue dans le temps. Perçage général à 8/10, avec agrandissement à 12/10 des trous du potentiomètre, à 20/10 des trous des cosses de quartz, à 5,5 mm des trous des bobines L_3 et L_5. Notons que les fils de ces deux bobines passent dans ce trou de 5,5 mm, le long du mandrin. On fera donc à la lime, deux petites encoches diamétrales pour en permettre le passage. Le CI secondaire se prépare de la même manière.

3. Pose des composants

Monter en premier les cosses du quartz : couper la patte de soudage à 2 mm, la rabattre à l'équerre. Resserrer le tube à la pince et l'enfoncer dur dans le trou de 20/10. Souder.

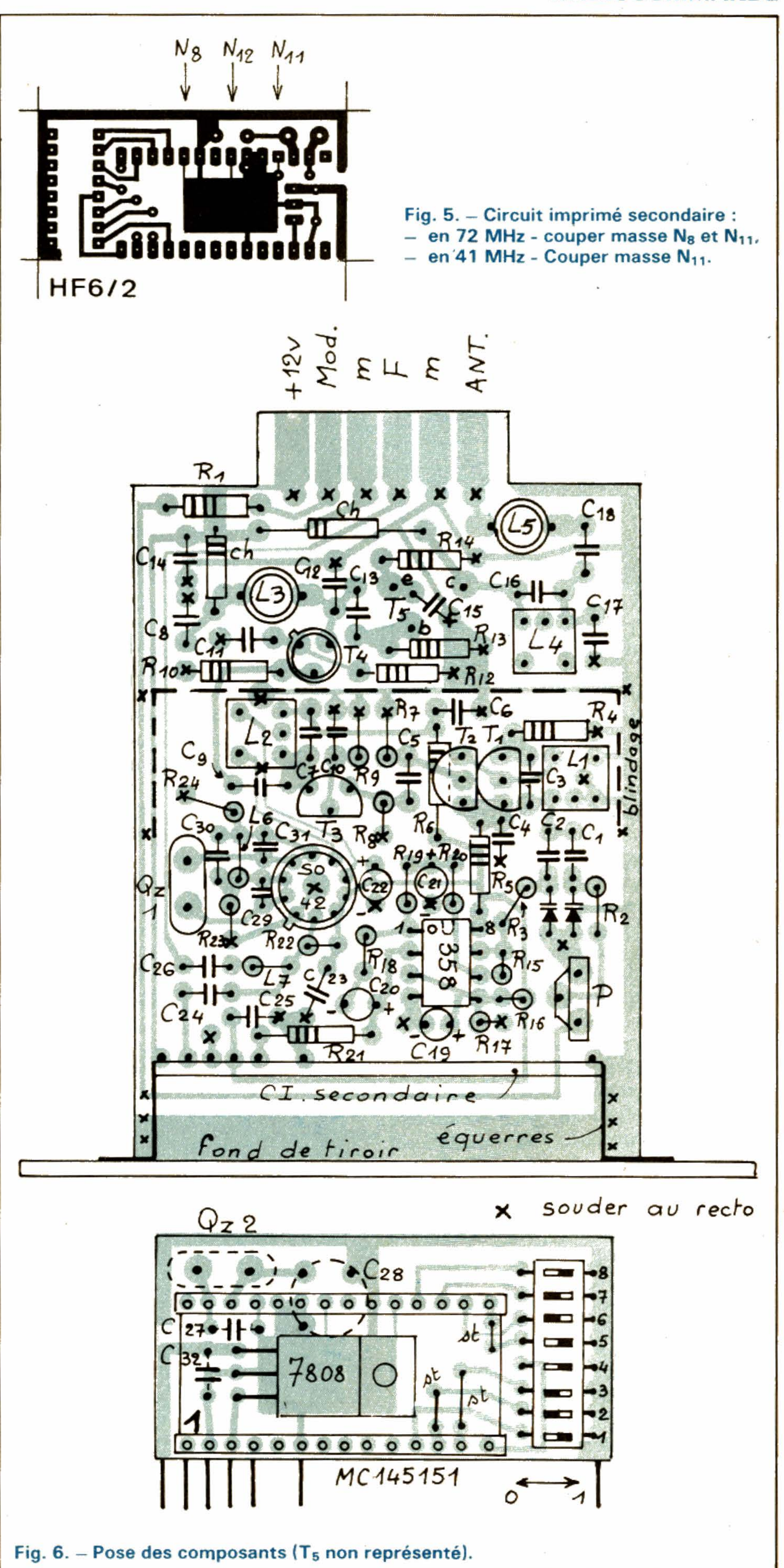
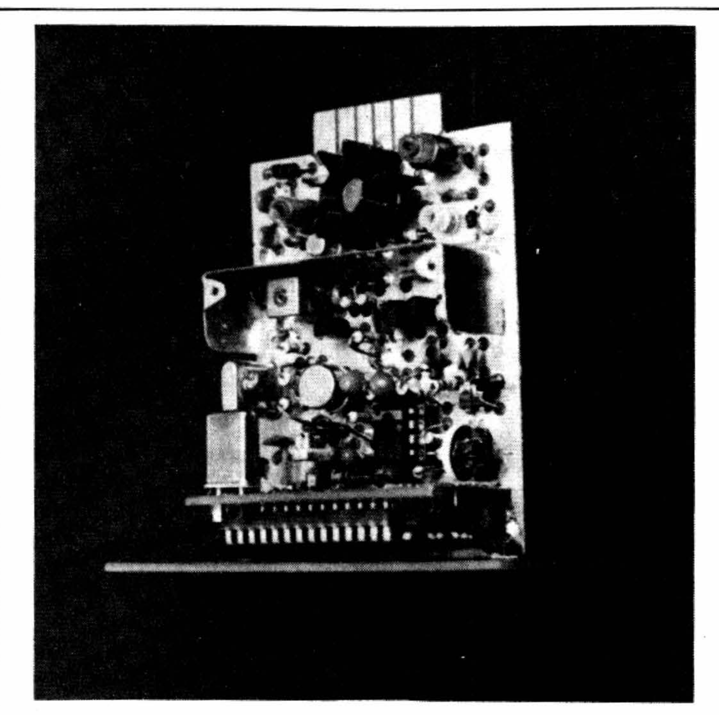
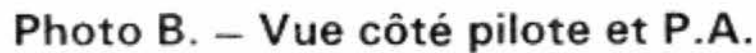
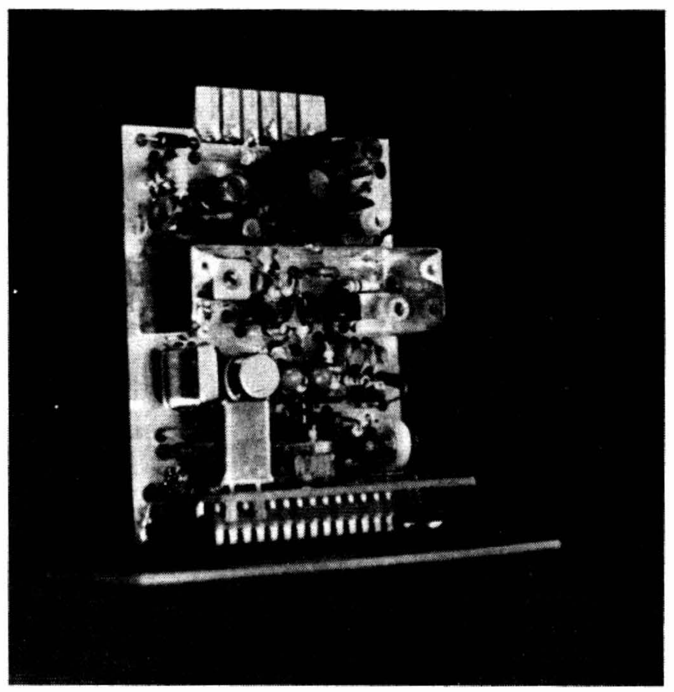


Fig. 5. – Circuit imprimé secondaire :
– en 72 MHz - couper masse N_8 et N_{11}.
– en 41 MHz - Couper masse N_{11}.

Fig. 6. – Pose des composants (T_5 non représenté).




Photo B. – Vue côté pilote et P.A.


Photo C. – Vue côté 60 MHz et drivers.

Monter tous les composants ayant un pôle à la masse (repéré par x). Utiliser un fer de taille suffisante et bien chaud. Faire aussi toutes les liaisons recto-verso, aussi marquées par une croix (x).

Poser le support DIL du LM358.

Finir par la pose, dans l'ordre :
– des résistances et condensateurs,
– des bobinages,
– des semi-conducteurs.

N.B. : Les composants associés au 2N3866 sont placés sous ce transistor. Il faudra donc veiller à les plaquer le plus possible. Garder 1 mm entre résistances et plan de masse. Le transistor en question n'a pas été dessiné sur la figure 6 pour plus de clarté.

Passer au CI secondaire. Supprimer la barre médiane du support tulipe du MC145151. Poser les trois straps et souder ce support.

Souder les cosses du quartz. Souder les interrupteurs DIL.

Poser le 0,1 µF et le régulateur à l'intérieur du support.

Fixer les fils de liaison au circuit principal.

Procéder alors à la « toilette » des CI. Limage léger des soudures, brossage, nettoyage à l'acétone. Terminer par la pose de C_{27} et C_{28}.

Relier maintenant les deux plaquettes :
– Electriquement par les sept fils de liaison, en gardant 1/2 mm entre CI.
– Mécaniquement par les équerres dont on retrouvera le dessin dans le premier article.

Une plaquette d'époxy vissée sur les équerres constitue le fond de tiroir démontable pour accès à la programmation. Terminer la platine par la mise en place du blindage transversal, dont le dessin est donné figure 7. On le réalise en fer blanc et on le soude légèrement, mais solidement aux quatre angles. Veiller à ne pas surcharger latéralement, ce qui pourrait provoquer des blocages dans la glissière. Ce premier blindage indispensable peut être complété d'un second, en forme de couvercle, en alu de 5/10 (facultatif). Le fixer alors par vis de 1,5 mm.

4. Mise en service

Procéder à la vérification minutieuse de rigueur. (Voir surtout du côté du MC145151, compte tenu de son prix.) Il n'est d'ailleurs guère possible de faire une grosse erreur, puisqu'il n'y a pas de fils de liaison. Veiller seulement à ne pas placer les circuits intégrés à l'envers. Mettre donc la platine en état de marche, tous noyaux vissés au ras de mandrin et autres réglages à mi-course. Programmer le canal 72 250 kHz, milieu de la bande (1001 0010). Charger la sortie d'antenne avec une ampoule 12 V, 0,1 A.

Alimenter en 12 V, à travers un milliampèremètre à fils très courts. A la mise sous tension, le témoin doit en principe s'allumer, du moins faiblement. Sinon, surveiller le milliampèremètre et régler les noyaux dans l'ordre en partant de L_2 jusqu'à obtenir un débit de plus en plus important, atteignant et même dépassant les 100 mA. Le témoin est alors allumé, bien sûr ! En cas d'échec, vérifier l'étage pilote, à la boucle détectrice de HF, ou avec le fréquencemètre, ou avec un oscilloscope à bande de plus de 50 MHz. Un incident ne peut pro-

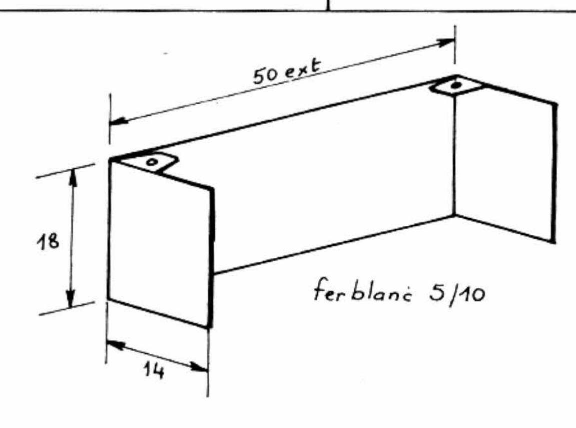


Fig. 7. – Blindage.

Photo D. – Vue côté MC 145151.

venir que d'une erreur grossière ou d'un composant défectueux !

Si la HF est obtenue, brancher l'oscillo sur le picot 28 du MC145151 et voir si le verrouillage de boucle est bon : dans ce cas, le niveau est haut, avec de très fines impulsions négatives, normalement à peine visibles. Sinon retoucher le réglage de L_1 pour qu'il en soit ainsi. En cas de problème, voir d'abord le changement de fréquence. Contrôler l'oscillation 60 MHz, par prélèvement de HF par boucle. Voir le 12 MHz à l'oscillo. Enfin penser au MC145151 et à sa programmation. Ceci dit pour tout prévoir, mais nous n'avons jamais eu d'incident, jusqu'à présent !

Quand l'accrochage de boucle est correct, mesurer la porteuse au fréquencemètre. En cas d'écart avec la fréquence nominale, d'abord vérifier le 60 MHz puis ajuster le 10 240 MHz, pour une erreur inférieure à 500 Hz.

5. Fignolages

Placer la platine dans l'émetteur. Commencer par vérifier à nouveau la fréquence et retoucher C_{28}, si nécessaire.

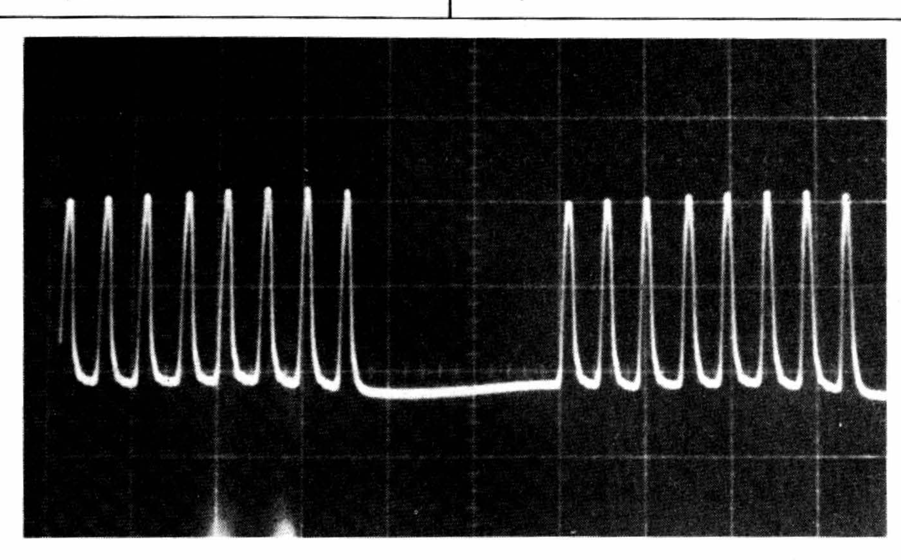


Photo E. – Signal en sortie RX9-SF avec HF6-SF/II vert : 500 mV/div.

Avec thermique, mesurer la tension au picot 7 du LM358 et l'amener à 4,5 V en retouchant le réglage de L_1. Coller le noyau à la cire, pour éviter la microphonie.

Avec l'antenne en place et déployée, régler la chaîne HF, pour un champ maximal rayonné.

Le réglage précis de L_4 ne peut se faire qu'en observant le S-mètre d'un récepteur 144 MHz de radioamateur, de manière à avoir une déviation minimale. Si ce n'est pas possible, laisser le noyau vissé au ras du haut de mandrin. Pour le swing, P à mi-course convient généralement. Bien sûr, il faudra vérifier que le signal BF en sortie de récepteur a une amplitude correcte et on retouchera alors P si nécessaire.

En conclusion, nous espérons que HF6-SF/II tentera quelques RCistes qui avaient hésité à faire le « saut » la première fois. Nous leur garantissons un excellent fonctionnement de l'ensemble. Associé à un RX9-SF, le système ainsi constitué est fiable et reproductible.

Pour l'avenir immédiat, nous travaillons sur un modèle différent de platine. Nous espérons pouvoir nous approcher du parfait ! Le sujet n'est donc pas épuisé et vous aurez prochainement l'occasion de nous relire à ce sujet. Du moins, nous l'espérons !

F. THOBOIS

LA STEREO EN EXPANSION

Une stéréophonie à deux haut-parleurs ne saura jamais être « vraie », puisqu'elle ne permet pas la sensation de sons venant d'en haut, d'en arrière, d'en bas. Ce qui n'empêche qu'on peut la rendre plus agréable, sinon plus vraisemblable, par certains artifices. Et d'autres artifices permettent d'évoquer un effet pseudo-stéréophonique, en créant une stéréophonie (qui de toute façon n'est pas vraie) à partir d'un signal qui n'est pas stéréophonique. Bien entendu, tout cela peut être une question de goût, c'est-à-dire qu'un circuit de stéréo-manipulation n'est acceptable que s'il comporte une commutation permettant de supprimer les effets spéciaux.

Tel est bien le cas du TDA 3810 qui comporte, sur ses broches 11 et 12, deux interrupteurs pour ses fonctions « pseudo » et « spatial », ainsi que, sur ses broches 7 et 8, deux LED qui signalent la fonction choisie.

La commande « spatial » crée une expansion stéréophonique, c'est-à-dire un élargissement apparent de la distance entre les deux haut-parleurs. Pour cela, on ajoute à l'un des canaux, en opposition de phase, une fraction de la tension de l'autre, et on s'arrange pour que cet artifice joue plus sur les fréquences élevées que sur les basses.

En « pseudo », les deux entrées (broches 2 et 17) reçoivent un même signal. Ce signal n'est pas modifié sur la voie « gauche », mais sur l'autre voie, où on connecte, entre les broches 16 et 14, un réseau de filtrage, comportant notamment un pont en double T, et qui crée des différences d'amplitude et de phase variables avec la fréquence et telles qu'on obtient, à l'écoute, une impression « stéréo », non pas extraordinaire peut-être, mais pas décevante non plus.

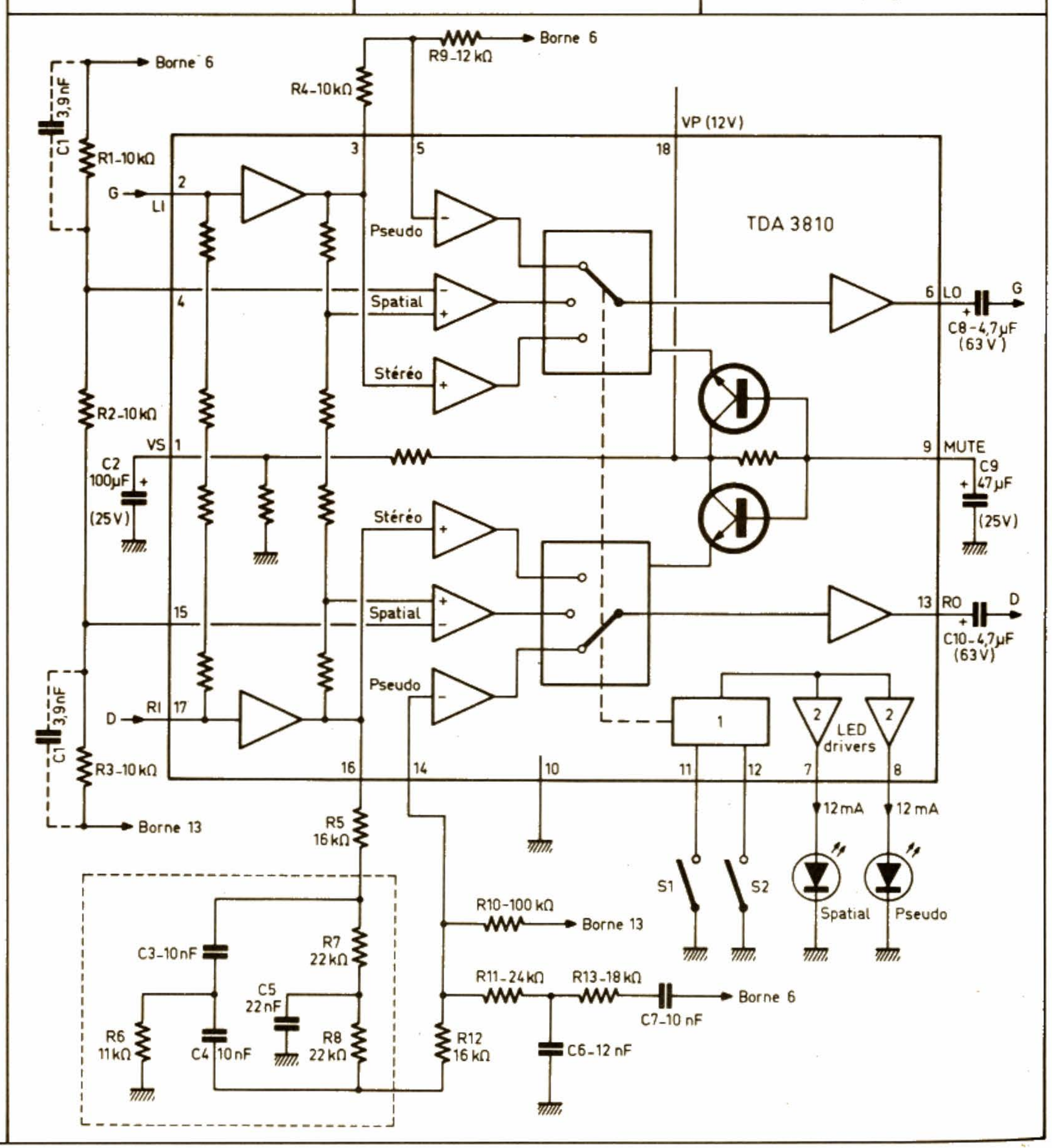
Les condensateurs C_1 (aux bornes de R_1 et de R_3), n'interviennent qu'en « spatial ». Leur utilité, à déterminer expérimentalement, dépend de la distance entre les haut-parleurs, de leur orientation, de leur environnement acoustique, voire de leur qualité.

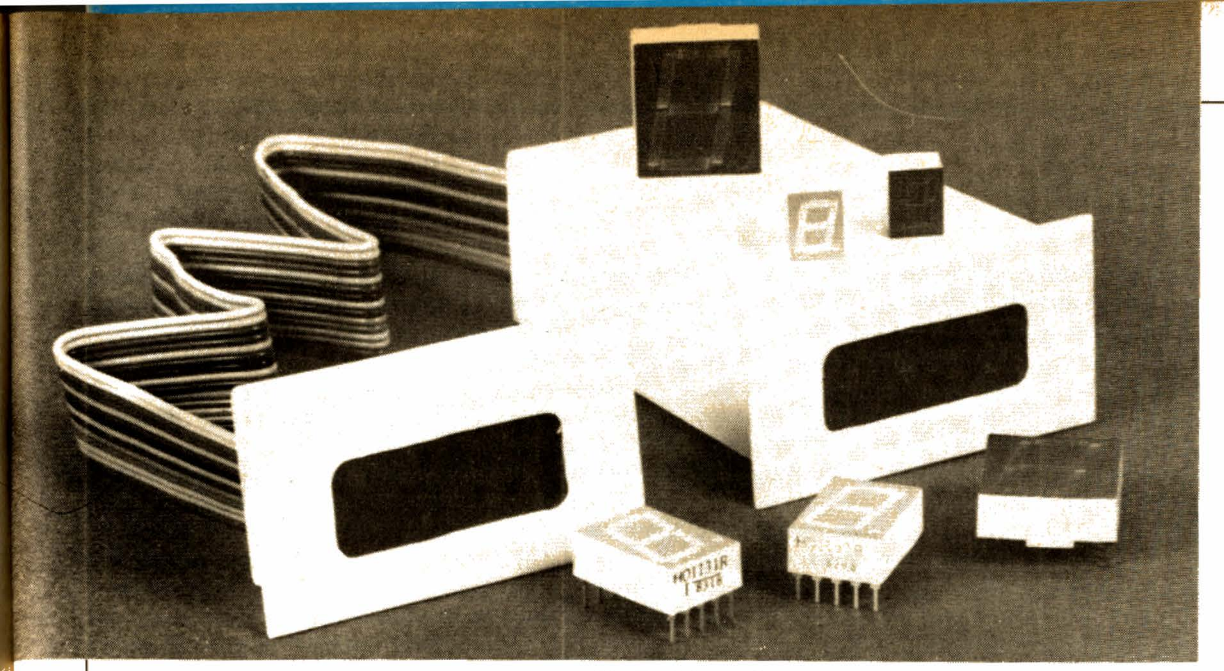
La tension d'alimentation du TDA 3810 peut être choisie entre 4,5 et 16,5 V, la consommation moyenne étant de 6 mA. On peut travailler avec une tension d'entrée maximale de 2 V_{eff}, et le gain en tension étant égal à l'unité. L'isolement entre les deux voies est de 70 dB, et la tension de bruit de 10 µV.

A la liste des composants, donnée ci-dessous, il convient d'ajouter les deux condensateurs (2,2 à 4,7 µF) qui sont à placer en série avec les connexions d'entrée. Par ailleurs, on a besoin de :

R_1 à R_4 : 10 kΩ
R_5, R_{12} : 16 kΩ
R_6 : 11 kΩ
R_7, R_8 : 22 kΩ
R_9 : 12 kΩ
R_{10} : 100 kΩ
R_{11} : 24 kΩ
R_{13} : 18 kΩ
C_1 : 3,9 nF
C_2 : 100 µF
C_3, C_4, C_7 : 10 nF
C_5 : 22 nF
C_6 : 12 nF
C_8, C_{10} : 4,7 µF
C_9 : 47 µF

(RTC-Actualités, n° 58, octobre 1983, page 19.)





UN DOUBLE VOLTMETRE NUMERIQUE

1 circuit intégré = 2 voltmètres numériques

1 CI = 2 VM, une équation que nous avons résolue pour vous permettre d'économiser un peu d'argent.
Avec un seul circuit intégré de voltmètre numérique pour deux mesures simultanées, nous économisons un circuit de conversion analogique/numérique. Bien sûr, cela pose quelques petits problèmes au niveau de la conception, nous les avons résolus pour vous et nous vous avons « mijoté » une formule tout à fait originale (du moins le pensons nous).
Pourquoi un double voltmètre ? Tout simplement parce que beaucoup de montages demandent deux tensions d'alimentation différentes. Par ailleurs, rien ne vous empêche d'utiliser l'un des deux voltmètres en ampèremètre, à partir d'un convertisseur courant/tension. Les articles de M. Thobois publiés dans notre revue ont souvent abordé ce problème. Il n'est pas question ici de vous proposer un montage ultra précis, l'appareil ne dispose que de trois chiffres et sera plus un instrument analogique de tableau qu'un appareil de mesure.

Les circuits en question

Pour notre réalisation expérimentale nous avons utilisé un circuit intégré RCA : CA 3162E, circuit économique s'il en est (≃ 75 F) associé à son décodeur CA 3161 E

Le CA 3162 E est un circuit intégré monolithique de conversion analogique/numérique qui délivre une tension de sortie BCD multiplexée pour l'attaque de trois afficheurs. Il fait appel au principe de conversion à double rampe, adopté dans la quasi-totalité des multimètres du marché.

Le schéma synoptique du CA 3162 E est donné figure 1.

La tension d'entrée, envoyée sur les bornes d'un amplificateur différentiel, est transformée en courant par un convertisseur tension/courant (U/I).

Ce courant va modifier la charge d'un condensateur d'intégration (condensateur chargé à courant constant).

Derrière ce condensateur, un détecteur de seuil assurera la commutation de la logique de contrôle et d'un interrupteur interne qui assure une commutation entre le convertisseur tension/courant et la source de courant interne.

La figure 2 donne le principe de conversion appliqué ici, nous avons pour première étape la charge du

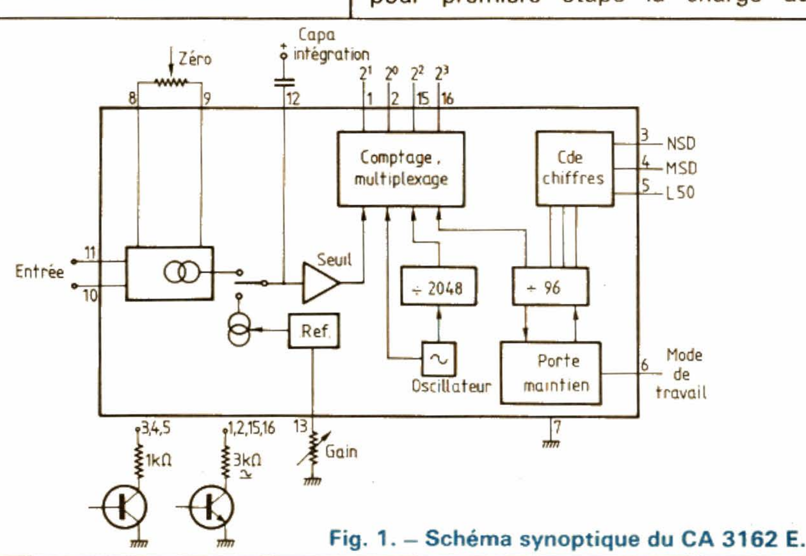


Fig. 1. – Schéma synoptique du CA 3162 E.

condensateur avec une tension décroissante (le condensateur est relié au plus de l'alimentation, d'où la représentation inverse de celle que l'on rencontre souvent). Ensuite, nous avons la commutation de la source à courant constant, source qui déchargera le condensateur. Le condensateur s'est chargé pendant un temps fixe déterminé par le courant de charge.

Sa décharge a lieu à courant constant et on effectue une mesure du temps de retour à la tension initiale. Ce temps est bien entendu proportionnel à la tension d'entrée. Ce système de conversion analogique/numérique, relativement long et par conséquent approprié à un usage en mesure, a l'avantage de ne faire intervenir ni la stabilité, notamment thermique, du condensateur d'intégration ni celle de la base de temps interne.

On n'a donc pas besoin ici d'utiliser d'oscillateur à quartz, indispensable pour des réalisations plus précises. Le constructeur annonce un coefficient de température lié au gain de 0,005 %/°C, tandis que le zéro bénéficie d'une stabilité de 10 µV/°C. La sensibilité d'entrée est de 999 mV, le dernier digit correspondra donc à 1 mV.

La précision du montage dépend uniquement de la précision de la référence interne et de la linéarité du circuit d'intégration.

Dans le CA 3162E, plusieurs modes d'affichage et de conversion sont assurés. Une borne du circuit intégré sélectionne soit :

– un mode à grande vitesse à 96 Hz ;

– un mode lent, 4 Hz, avec maintien de l'affichage pendant l'intervalle séparant deux échantillonnages successifs ;

– et un mode maintien, l'afficheur conservant la valeur mesurée.

– Pour le mode maintien, la borne 6 du circuit intégré est portée à un potentiel de 1,2 V.

– Pour la basse vitesse, elle est mise à la masse ou reste ouverte.

– Pour la grande vitesse, cette même borne est mise au + de l'alimentation.

Compte tenu de la configuration interne du circuit intégré, la tension de 1,2 V peut être obtenue en installant une résistance de 12 kΩ entre le pôle positif de l'alimentation et la borne 6.

Pour l'affichage, nous avons un système multiplexé, c'est-à-dire dans lequel on envoie en parallèle les signaux binaires correspondant aux différents chiffres des trois afficheurs, tandis que trois sorties vont délivrer des informations qui indiquent à chacun des afficheurs le moment de conduire. Cette technique du multiplexage est très utilisée dès que l'on a besoin de réduire le nombre de connexions nécessaires pour commander un affichage ; ici, à partir des 7 sorties du circuit de conversion analogique/numérique, nous allons allumer 21 diodes électroluminescentes puis, dans le cas du double afficheur, 42 segments !

La persistance rétinienne suffira à atténuer le scintillement des diodes LED.

RCA a prévu un circuit intégré de commande pour son 3162 E. A-t-il été conçu avant le convertisseur ? C'est ce que l'on se demande en lisant sa référence CA 3161 E... Un point d'histoire à éclaircir !

Ce circuit intégré (figure 3) est chargé d'attaquer les 7 segments, autrement dit, il effectue la conversion binaire/7 segments. Ce circuit offre quelques particularités comme un affichage EEE en cas de dépassement positif ou – – – en cas de dépassement négatif. Le convertisseur permet en effet de traiter une tension d'entrée qu'elle soit positive ou négative (tension positive de 999 mV maxi ou de – 99 mV mini).

L'afficheur doit donc être capable de traiter ces informations. Les 4 entrées permettent 16 configurations. Pour les chiffres 0 à 9, nous utilisons un code traditionnel, le signe – correspond au nombre binaire 10, le E à 11, L à 13, P à 14 tandis que le 15 donnera le noir.

Le schéma synoptique donne la configuration interne du circuit, nous avons ajouté le circuit de commande qui, notez-le bien, est à collecteur ouvert comme ceux du 3162 E. Les

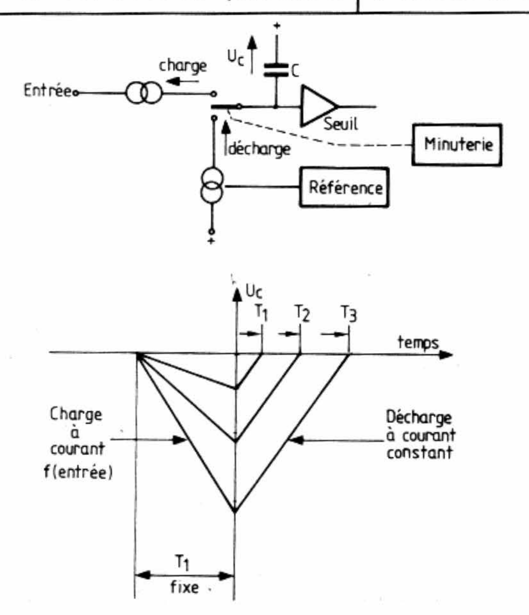


Fig. 2. – Principe de la conversion analogique/numérique à double rampe (voir également l'oscillogramme A).

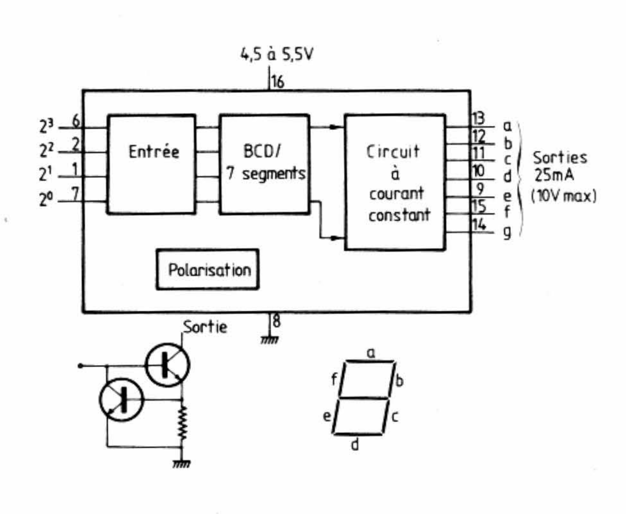


Fig. 3. – Schéma synoptique du CA 3161 E.

transistors de sortie sont capables de supporter une tension de collecteur de 10 V alors que la plage normale de fonctionnement du circuit va de 4,5 à 5,5 V. Cette particularité existe dans tous les circuits à collecteur ouvert (comme par exemple certains amplificateurs opérationnels). Le courant constant est obtenu à partir d'une résistance d'émetteur commandant un transistor shunt ; lorsque le courant devient trop fort, la tension de base du transistor auxiliaire augmente et réduit la tension de base du transistor de sortie.

Le schéma complet d'un voltmètre est représenté figure 4. Nous avons ici une entrée directe avec la sensibilité annoncée de 999 mV. Le potentiomètre de réglage du gain permet une variation d'environ ± 10 % du gain lorsque la résistance varie de 0 à 10 kΩ. Un autre potentiomètre est chargé du réglage du zéro. L'entrée de sélection de mode sera reliée à la tension requise et définie plus haut. La valeur du condensateur n'a en principe aucune influence sur la sensibilité, le constructeur recommande 0,27 µF ; n'ayant pas cette valeur dans nos tiroirs, nous avons choisi un 0,22 µF qui assure une charge un peu plus rapide que le 0,27 µF.

La paire d'entrées différentielles sera reliée à un circuit de commande qui pourra être un simple atténuateur ou une sortie de circuit amplificateur. L'entrée 10 pourra éventuellement être reliée à la masse analogique, à moins que l'on ne préfère une entrée différentielle.

Trois des sorties vont vers les trois transistors de commande des afficheurs 7 segments tandis que les quatre autres vont vers les entrées du CA 3161 E.

Ce circuit attaque à son tour les cathodes de l'afficheur. Notez que l'on utilise ici des afficheurs à 7 segments à anode commune. Attention par conséquent au moment du choix ou lorsque vous consulterez vos fonds de tiroirs ! Les points décimaux seront reliés à la masse par résistance en fonction des besoins.

Le double voltmètre

En partant de ce système, au demeurant relativement simple, nous avons imaginé d'en doubler les possibilités. Le principe lui aussi est simple :

Le multiplexage des afficheurs a lieu à 96 Hz, fréquence qui est celle adoptée pour la conversion. Il faut 5 ms pour réaliser la mesure et, à chaque période, le système est réinitialisé.

Comme nous avons une fréquence de multiplexage de 96 Hz, il est en principe possible de mettre deux fois plus d'afficheurs, d'aiguiller vers l'entrée deux tensions que l'on commutera au rythme de l'affichage, la figure 5 donne le synoptique de cette nouvelle fonction.

Sur le plan du confort visuel, pas de problème, la fréquence du multiplexage est maintenant de 48 Hz, nous n'aurons donc pas de scintillement des afficheurs.

Il restait à résoudre divers problèmes dont le multiplexage d'une faible tension d'entrée, multiplexage chargé d'assurer une diaphonie parfaite entre les deux entrées.

Pour la commutation des afficheurs, le problème était simple, il consistait, en effet, à installer, en série avec chaque groupe d'afficheurs,

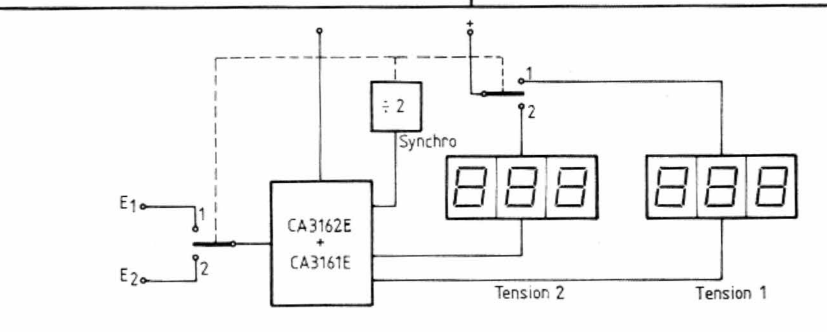


Fig. 5. – Synoptique du double voltmètre.

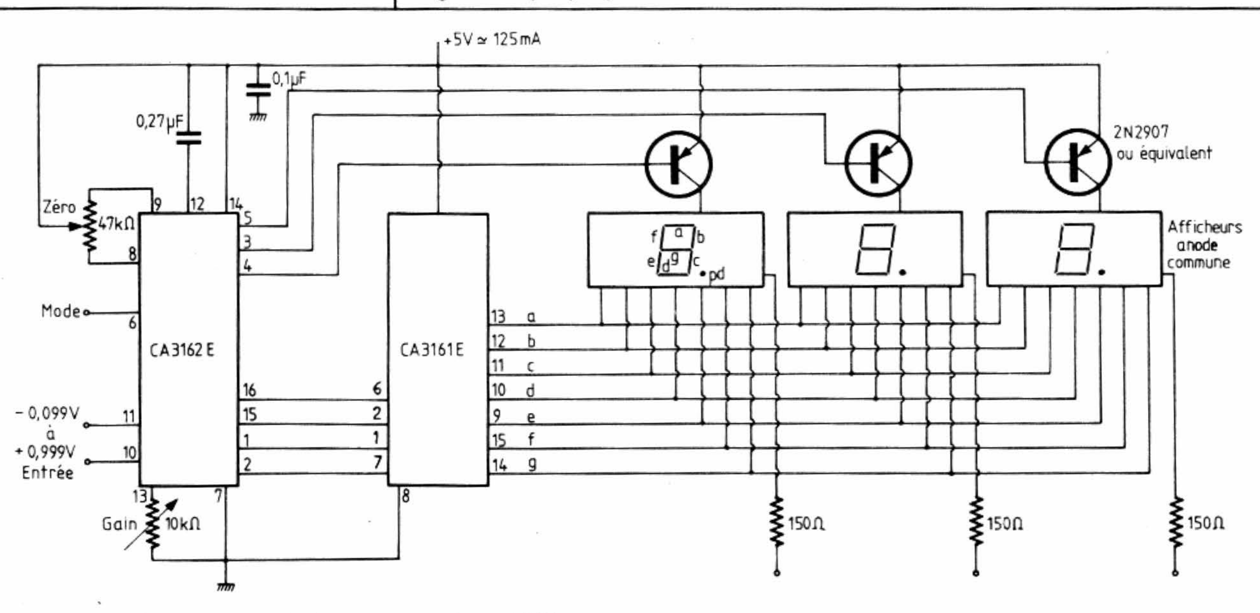
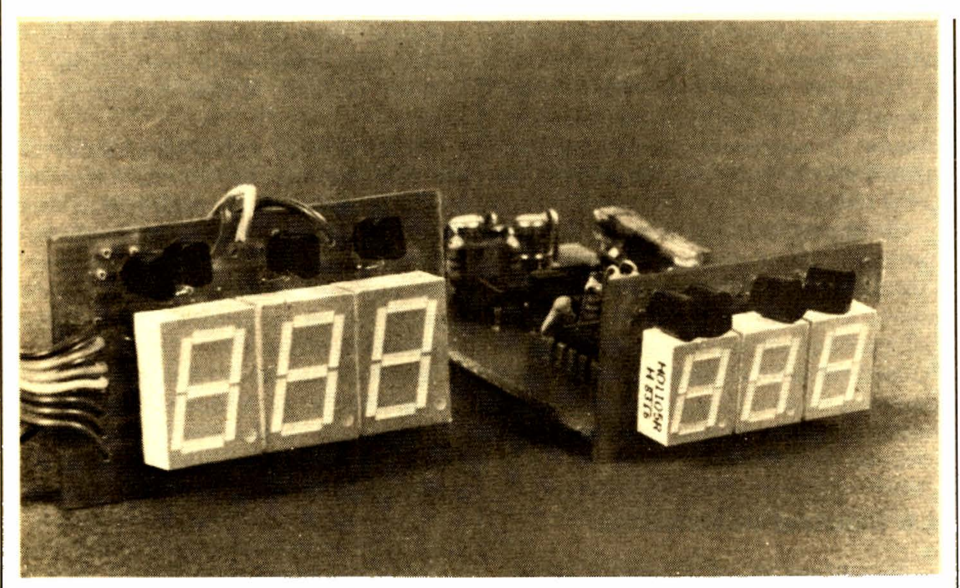


Fig. 4. – Principe du voltmètre de base proposé par RCA.


Le double voltmètre terminé, il ne reste plus qu'à le mettre en coffrets.

un transistor capable de commuter à la fois les courants des trois transistors de commande.

Lorsque l'interrupteur est en position 1, l'afficheur 1 est en service ; en position 2, nous aurons à l'œuvre l'entrée 2 et le second afficheur.

Nous sommes arrivés, après quelques heures d'expérimentation, au schéma de la figure 6 ; ce schéma permet de réaliser ce que nous désirions : double indication, séparation absolue des deux canaux (la tension maximale envoyée sur l'entrée 1 n'entraîne aucune indication sur l'afficheur adjacent).

Nous passerons brièvement sur le circuit de conversion analogique/numérique câblé de façon classique avec ses potentiomètres de réglage. Le CA 3161 E est lui aussi câblé en conformité avec les données du constructeur.

Pour la commutation des afficheurs, nous avons utilisé des transistors PNP montés en série avec ceux d'origine, le choix de BC 328 permet d'avoir une chute de tension réduite. Les afficheurs peuvent consommer chacun plus de 100 mA : pour que l'attaque des afficheurs soit assez énergique, on doit minimiser la chute de tension dans les transistors. Les BC 328, avec leur courant de collecteur maxi voisin de l'ampère, conviennent parfaitement, on constate une chute de tension de 0,2 V.

Les deux transistors sont attaqués en opposition de phase par une bascule, CD 4013, montée en diviseur par deux. Le point important est l'attaque au bon moment de cette bascule. Le CD 4013 est commandé par le front positif du signal d'horloge.

Il nous faut choisir parmi les signaux de sortie celui qui conviendra.

L'oscillogramme B donne la solution. Tout en haut, nous avons la tension prise sur le condensateur d'intégration. La mesure a lieu pendant la première descente puis une partie de la remontée. Le premier signal de sortie (borne 4) est celui du chiffre le plus significatif, on transmet ensuite le dernier chiffre (borne 5) puis le chiffre du milieu (borne 3). Le changement d'afficheur doit avoir lieu obligatoirement une fois que tous les chiffres ont été transmis, sinon on se retrouve avec l'un des chiffres au milieu de l'autre afficheur, ce que l'on pourrait interpréter comme une diaphonie.

La sortie utilisée est celle du chiffre du milieu. Le courant de commande du transistor d'anode passe par un transistor auxiliaire T_2.

La résistance R_{14} sert à éliminer des oscillations parasites, dues à une absence de charge, lorsque le transistor est bloqué.

Le condensateur C_1, de 470 pF, monté entre base et collecteur de T_2, élimine une impulsion parasite superposée au signal utile et entraînant, en

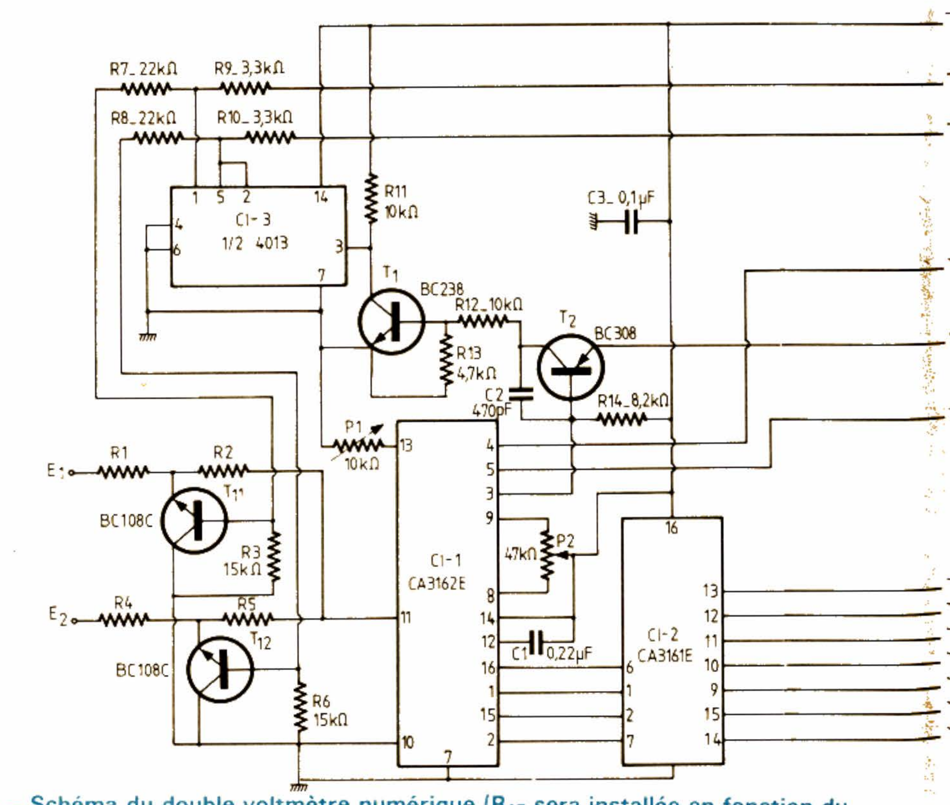
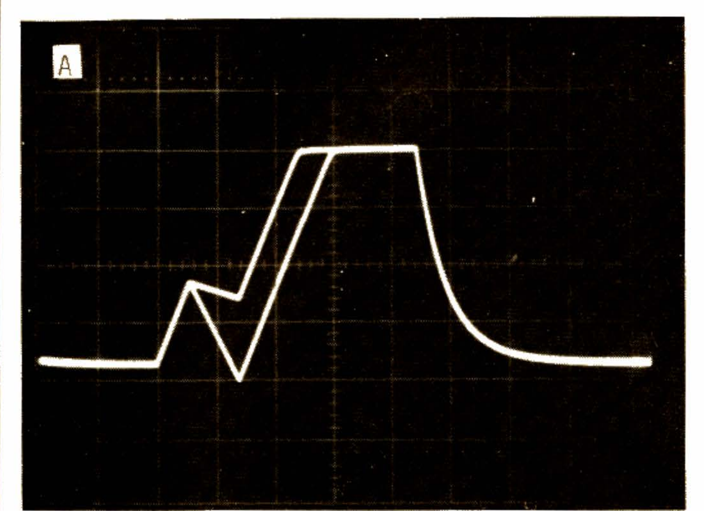
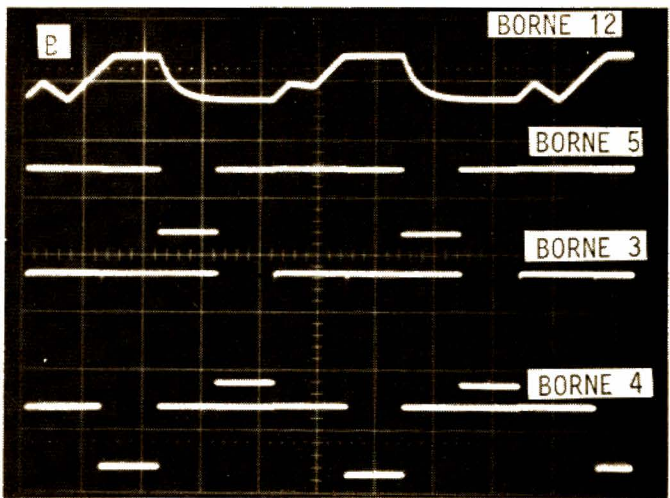


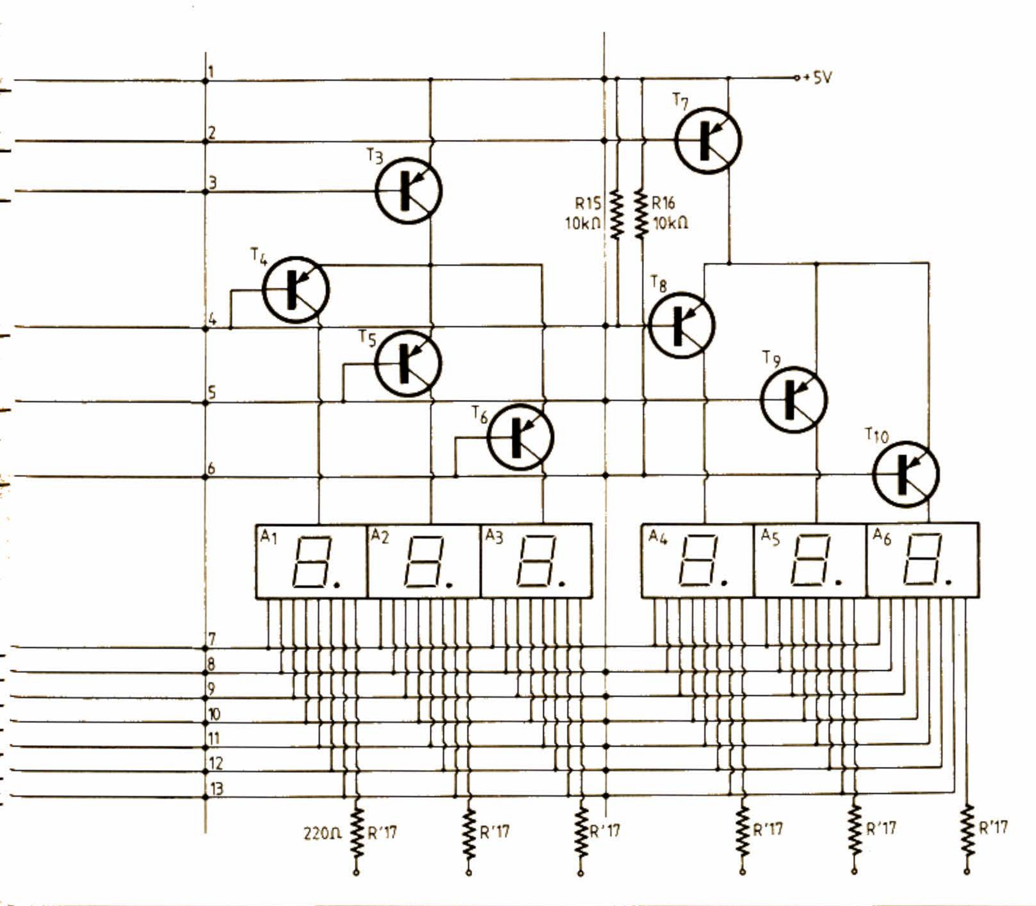
Fig. 6. – Schéma du double voltmètre numérique (R_{17} sera installée en fonction du point décimal choisi).



Oscillogramme A. – Nous avons ici la représentation des opérations effectuées au cours de la conversion, la première pente ascendante correspondant au début du cycle. La charge du condensateur commence au début de la ligne descendante. Ensuite, la pente s'inverse brutalement et commence la période de comptage. Cette dernière s'interrompt à un certain niveau. Ici, nous avons la superposition de deux courbes, pour deux valeurs de la tension d'entrée du montage. Il ne s'agit pas d'une superposition due à un trucage photo mais au fonctionnement du convertisseur derrière le multiplexeur d'entrée. Sur l'une des deux entrées, nous avons une tension, l'autre entrée reste ouverte. Le convertisseur travaille alternativement, comme on le verra d'ailleurs sur l'oscillogramme B. L'échelle verticale est de 0,2 V par division et de 1 ms par division pour l'horizontale.



Oscillogramme B. – Nous avons représenté ici quatre tensions prises sur diverses bornes : celles du condensateur d'intégration et celles de sortie. On voit, pour ces dernières, les différentes phases de commande des anodes des afficheurs. On note une amplitude plus importante pour la sortie 3 ; en effet, la chute de tension est la somme des tensions de base de deux transistors. L'échelle verticale est de 1 V par division, l'horizontale de 2 ms/division.



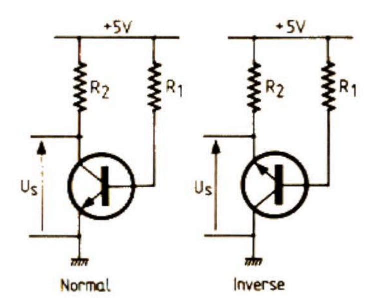


Fig. 7. – Schéma du montage de mesure de la tension de saturation.

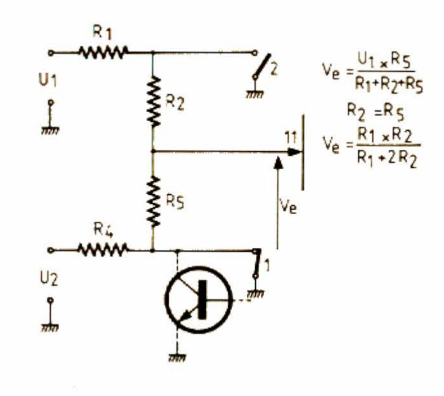


Fig. 8. – Calcul du diviseur d'entrée, schéma équivalent.

l'absence de ce condensateur, une commande erronée de la bascule. T_1 est indispensable pour assurer l'inversion de phase nécessaire à la commande, l'impulsion se développe aux bornes de R_{11}.

Le diviseur va commander les bases de T_3 et de T_7 par l'intermédiaire de résistances de 3,3 kΩ. Les résistances R_{15} et R_{16} sont des résistance de rappel, elles servent à obtenir de beaux oscillogrammes, on peut les omettre sans modifier le fonctionnement. Elles rappellent simplement la tension de base au potentiel d'alimentation pendant le blocage des sorties.

Le circuit de multiplexage d'entrée présente quelques particularités. Si vous réfléchissez bien, vous vous rendrez compte que les transistors d'entrée sont des NPN et que leur collecteur va à la masse alors qu'il n'y a qu'une tension d'alimentation positive ; il ne s'agit pas d'une erreur, les transistors sont effectivement utilisés en inverse, une situation intéressante pour le système que nous avons adopté ici.

La figure 7 donne le principe d'une expérience que nous avons réalisée et le tableau l'accompagnant donne la tension que l'on peut mesurer aux bornes du transistor pour diverses valeurs des résistances R_1 et R_2 avec le transistor monté en inverse ou en direct.

Ce tableau montre que lorsque la charge est faible, le transistor monté en inverse présente une chute de tension, en saturation, inférieure à celle du transistor monté normalement. Par contre, aux forts courants, le montage direct prend le dessus, ce qui est normal, le gain d'un transistor en inverse

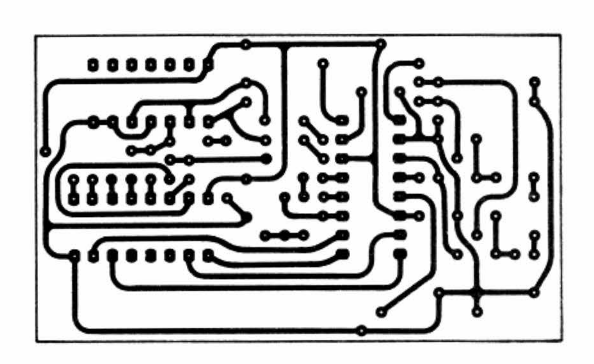


Fig. 9. – Le circuit imprimé (échelle 1).

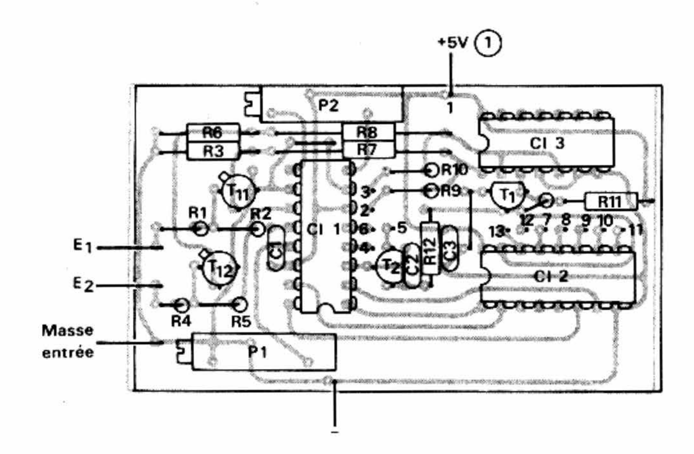


Fig. 10. – Implantation des composants.

R_1 (Ω)		1 000	2 200	4 700	10 000	22 000
R_2 (Ω) 1 000	NOR. INV.	17,5 mV 13,2 mV	20,5 mV 24 mV	30 mV 473 mV	42 mV 2 810 mV	66 mV 4 040 mV
2 200	NOR. INV.	12,7 mV 6,2 mV	13,5 mV 10 mV	17 mV 22 mV	27 mV 710 mV	44 mV 3 200 mV
4 700	NOR. INV.	10,4 mV 3,2 mV	9,8 mV 4,7 mV	11,6 mV 8,7 mV	17,6 mV 23 mV	29 mV 1 430 mV
10 000	NOR. INV.	9,3 mV 2 mV	8 mV 2,4 mV	8, mV 4 mV	11,5 mV 8,8 mV	19 mV 32 mV
22 000	NOR. INV.	8,7 mV 1,3 mV	7,1 mV 1,4 mV	6,9 mV 1,9 mV	8,4 mV 3,7 mV	12,3 mV 9,9 mV
47 000	NOR. INV.	8,5 mV 1 mV	6,7 mV 0,8 mV	6,3 mV 1,2 mV	7 mV 1,9 mV	9,3 mV 4,5 mV

Tableau donnant la chute de tension mesurée entre l'émetteur et le collecteur d'un transistor BC 238 B pris au hasard. Sur une ligne, NOR., la résistance R_2 est reliée à l'émetteur, sur les lignes INV., le transistor se monte en inverse, tension positive sur l'émetteur et collecteur à la masse. On se rend compte alors de la faible tension présente aux bornes du transistor avec une charge élevée et un courant de base important. Le montage inverse devient alors fort intéressant.

étant inférieur à celui du transistor en direct. Dans le cas qui nous intéresse, l'inversion du collecteur et de l'émetteur permet de limiter la chute de tension de saturation.

La figure 8 donne le principe du commutateur (ou chopper) shunt, ce qui permettra de calculer les résistances du réseau d'atténuation. Compte tenu de la tension d'entrée du circuit intégré de mesure de 1 V et de la valeur des résistances du diviseur (on prendra $R_2 = R_5 = 47$ kΩ environ), la chute de tension dans le transistor est de l'ordre de quelques dizièmes de millivolts, cette chute de tension existera des deux côtés avec une certaine symétrie (on peut prendre une dizaine de transistors et les trier sur ce paramètre), cette tension sera compensée par le potentiomètre de zéro. Ce potentiomètre servira également à compenser la chute de tension dans les résistances, due au courant d'entrée

du convertisseur tension/courant d'entrée du CA 3162 E.

Les formules permettront de calculer les résistances, on n'oubliera pas que le potentiomètre P_1 permet un ajustement fin de la sensibilité d'entrée.

Réalisation

Ce n'est pas un contrôleur que nous vous proposons ici, mais un module à intégrer dans un appareil.

Nous avons scindé la section d'entrée et de traitement et les afficheurs. On place souvent les afficheurs sur un circuit imprimé de surface importante, ce qui rend le système difficilement utilisable dans un appareil car occupant trop de place en façade. La place coûte cher et oblige à choisir un coffret trop grand...

La figure 9 donne le circuit imprimé de l'électronique de mesure.

L'implantation est donnée figure 10. Suivant notre bonne habitude, nous avons serré les composants et installé certains d'entre eux verticalement.

Les deux potentiomètres ajustables seront de préférence des multitours pour lesquels le circuit imprimé a été prévu.

On remplacera facilement ces potentiomètres par des ajustables monotour à implantation verticale.

Les transistors d'entrée seront de préférence à boîtier métallique et à grand gain, les transistors à gain élevé bénéficient en principe d'une chute de tension inférieure à celle des autres. De plus, le boîtier étant relié au collecteur va se retrouver ici, à la masse, créant ainsi un blindage efficace.

La figure 11 donne une implantation du circuit imprimé de l'afficheur, on constatera ici la présence de nombreux straps, nous avons évité de faire passer des connexions entre les pattes de l'afficheur.
Les transistors de commande des afficheurs ont pris place sur ces circuits, nous aurions également pu les intégrer au circuit principal et aurions ainsi économisé quelques fils. A vous de jouer : agrandissez légèrement le circuit imprimé et regroupez vos quatre transistors.

Nous avons également réalisé un afficheur utilisant des indicateurs plus petits ; ici, l'implantation des broches ne permet pas de réaliser de circuit imprimé de petite taille, nous avons donc limité le circuit imprimé aux sorties et au câblage des transistors et effectué un câblage broche à broche des afficheurs par fil thermosoudable (stylo à câbler Siemens).

Les liaisons se font par des câbles en nappe, on fera attention à ne pas trop allonger les lignes de transmission, pour éviter des oscillations parasites une dizaine de centimètres conviennent. Pour notre exemple, nous avons utilisé l'un des afficheurs pour effectuer le relais du dernier afficheur.

Le montage ne pose pas de problème de mise au point, certaines difficultés intervenues au niveau de la conception ont été éliminées.

On constatera une luminosité des afficheurs légèrement inférieure à celle que l'on obtient sans le système de multiplexage, c'est normal, aussi est-il préférable d'utiliser des afficheurs à petits chiffres et d'adjoindre un filtre de couleur rouge qui améliore le contraste entre les segments et le fond.

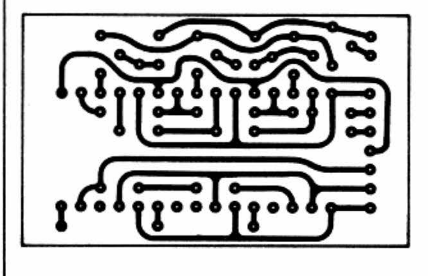


Fig. 11. – Circuit imprimé (échelle 1).

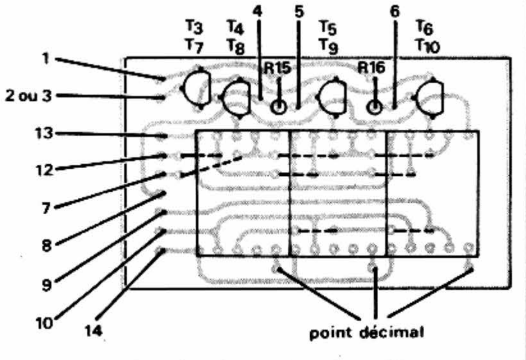


Fig. 12. – Implantation des afficheurs.

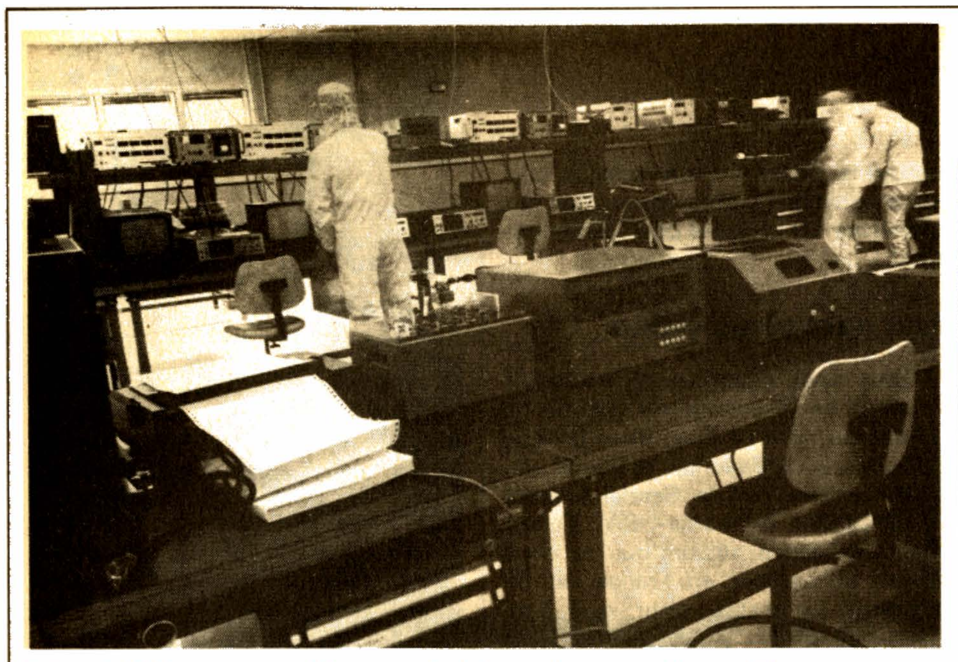
Conclusions

Il ne vous reste plus qu'à alimenter le montage, il lui faut 5 V et 125 mA environ, bien stabilisés de préférence. Grâce au multiplexage, vous aurez obtenu un second voltmètre qui vous coûtera entre 1/4 et 1/3 du prix du premier voltmètre. Avouez que cela valait la peine de se creuser un peu la tête !

Etienne LEMERY

Liste des composants

R_1, R_4 : Résistance selon sensibilité, 1 %, couche métal
R_2, R_5 : Résistance environ 50 kΩ, 1 %, couche métal
R_3, R_6 : Résistance 15 kΩ, 5 %, 1/4 W.
R_7, R_8 : Résistance 22 kΩ, 5 %, 1/4 W.
R_9, R_{10} : Résistance 3,3 kΩ, 5 %, 1/4 W
R_{11}, R_{12}, R_{15}, R_{16} : Résistance 10 kΩ, 5 %, 1/4 W
R_{14} : Résistance 8,2 kΩ, 5 %, 1/4 W
P_1 : Potentiomètre ajustable 10 tours, 10 kΩ
P_2 : Potentiomètre ajustable 10 tours, 47 kΩ
C_1 : Condensateur MKT 0,22 µF, Siemens 5 mm
C_2 : Condensateur céramique 470 pF, miniature, disque ou plaquette.
C_3 : Condensateur céramique 0,1 µF 6,3 V, miniature ou multicouche.
T_1 : Transistor BC 238 NPN
T_2 : Transistor BC 308 PNP
T_3, T_4, T_5, T_6, T_7, T_8, T_9, T_{10} : Transistor BC 328 PNP
T_{11}, T_{12} : Transistor BC 108C NPN
Cl_1 : Circuit intégré CA 3162 E, RCA
Cl_2 : Circuit intégré CA 3161E, RCA
Cl_3 : Circuit intégré CD 4013
A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6 : Afficheurs anode commune HD 1131r Siemens, TIL 701 Siemens, MAN 6760 Monsanto, CQY 91 A AEG Telefunken, HDSP 5301 Hewlett Packard
Alimentation 5 V 125 mA régulée, filtre rouge, circuit imprimé, câble plat.



Usine de Vidéocassettes à Pontonx : le laboratoire « contrôle qualité ».

échanges est loin d'être satisfaisant : déficit commercial de 9,4 milliards de francs en 1981, de 13 milliards en 1982, de plus de 16 milliards en 1983... Pour la seule électronique grand-public, notre déficit n'est pas loin de 3,4 milliards, situation similaire à celle de nos partenaires européens. Et alors que le Japon détient environ 30 % du marché français dans ce secteur, les créations d'emplois industriels n'ont encore été que de 850, soit 5 % de ce domaine d'activités. Sur ces 850 emplois, Bayonne (375) et Dax (125) représentent plus de 60 % des emplois créés par des entreprises d'électronique japonaises en France. Et le nombre de créations

	1981	1982	1983	1984	1985
Total	11,5	11	12	15	16,5
Autres (Beta, VR2000)	6	1,2	1,6	1,5	1
VHS	5,5	9,8	10,4	13,5	15,5

Evolution et prévision (en millions d'unités) du marché des vidéocassettes en France (SIMAVELEC-Sony).

dues à Sony devrait s'augmenter de 300 au cours des mois qui viennent.

Par ailleurs, dans le secteur des produits magnétiques, l'exportation de 85 % des cassettes audio et de 90 % des cassettes vidéo devrait faire passer notre taux de converture de 10 % à 30 % cette année.

A une question posée par un de nos confrères à M. Emmanuelli à propos de l'automatisation plus poussée à Pontonx qu'à l'usine de Bayonne – qui date de 1980 –, le ministre devait répondre que cette nouvelle conception était celle qui aurait dû prévaloir dans bien d'autres secteurs d'activités en France, au cours de la précédente décennie et qu'alors l'industrie automobile, par exemple, n'aurait pas eu à faire face aux dramatiques problèmes de licenciements qu'elle connaît actuellement.

S'agissant des cassettes vidéo, celles-ci sont de deux types :

- **Les Dynamicron UHG** (Ultra High Grade) qui fournissent une qualité d'image et de son supérieure à celle des HG actuelles : + 2 dB pour les rapports signal/bruit vidéo et couleur, et + 0,5 dB pour la sensibilité audio. Elles comprennent 3 types de durée dans le standard Beta et 5 types de durée dans le standard VHS.
- **Les Dynamicron PRO** à usage professionnel et présentant moins de drops-out que les précédentes. Elles n'existent que dans le standard Beta, en 2 types de durée, et sont livrées dans des boîtiers rigides, avec des cartes index.

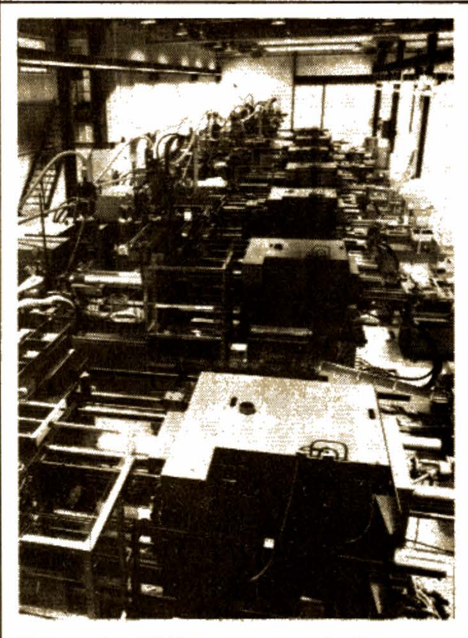
Tant les Dynamicron UHG que PRO utilisent des particules ultra-fines (particules de haute précision dites « Vivax ») récemment développées pour l'utilisation de cassettes vidéo Hi-Fi ; le liant DDL Sony assure une densité maximale et une dispersion uniforme de ces particules sur le support alors qu'un revêtement, dorsal au support et d'une épaisseur de l'ordre du micron, enferme le support du côté opposé à la couche magnétique. D'après Sony, ce revêtement dorsal remplit plusieurs rôles : réduire les drops-out, garantir un déroulement de la bande doux et uniforme, diminuer les bruits de décharge électrostatique.

En ce qui concerne la production de l'usine de Pontonx, celle-ci a débuté avec des cassettes VHS, celles pour lesquelles la demande est prédominante sur le marché national (fig. 1).

Quant à d'autres aspects de la vidéo qui furent évoqués dans une conférence de presse donnée par M. Emmanuelli et M. Akio Morita, retenons la réponse faite par ce dernier quant à l'évocation de la sortie, dans un an ou deux, d'un camescope Sony au format 8 mm (sous sa marque ou en tant que OEM pour d'autres) : « No comments. » Le suspense, donc, demeure.

Ch. Pannel

* « Le Haut-Parleur » n° 1705 de juin 1984.



Usine de Vidéocassettes à Pontonx : vue d'ensemble de l'atelier de moulage.

COMPRESSEUR MICROPHONIQUE simple

Il y a quelque temps, nous avons décrit un montage de préamplificateur-compresseur microphonique très sophistiqué, aux performances remarquables tant dans le domaine de la préamplification et de la sensibilité que dans celui de la dynamique de compression ; son seul inconvénient (si l'on peut dire !) était sa complexité... cependant toute relative ! Au contraire, le montage faisant l'objet des lignes qui suivent est d'une simplicité incontestable et c'est ce qui fait sa séduction ! Néanmoins, nous rassurons tout de suite nos lecteurs, son efficacité dans la compression demeure excellente.

Ce compresseur microphonique met en œuvre un seul circuit intégré spécialement conçu pour cette fonction ; il s'agit du type LD 501 P de « Linear Technology Inc. » (mandataire en France : I.S.C., 28, rue de Procession, 92150 Suresnes).

Ce circuit intégré spécial comporte essentiellement un préamplificateur à gain contrôlé automatiquement, un étage de sortie et un régulateur de tension permettant en outre la fourniture d'une tension d'alimentation et de polarisation si l'on utilise un microphone à électret (fig. 1). Sa tension d'alimentation peut être comprise entre 1,2 et 2 V (2,4 V max.). Le gain du préamplificateur d'entrée est commandé automatiquement par un circuit redresseur qui détecte le niveau des signaux BF de sortie et les transforme en **tension continue** de contrôle.

Les caractéristiques essentielles d'amplification, de polarisation de l'étage de sortie, le seuil de compression, ainsi que les temps d'attaque et de relâchement, peuvent être déterminés par la valeur de certains composants externes. D'ores et déjà, indiquons que les temps d'attaque et de relâchement sont liés entre eux et ajustables par la valeur d'un condensateur connecté entre la patte 8 et la masse. Par ailleurs, le seuil de compression définissant la commande automatique de gain se règle grâce à une **résistance ajustable** avec un condensateur en série placé entre les pattes 3 et 5. Enfin, la polarisation de l'étage de sortie est déterminée par une résistance connectée entre la patte 2 et la masse ; l'intensité du courant peut s'ajuster de 0 à 3 mA, permettant ainsi une grande souplesse d'adaptation à la charge faisant suite (sortie patte 3).

Voici d'ailleurs la correspondance des pattes dans la représentation synoptique de la figure 1 :

1 et 10 : liaison inter-étages.
2 : réglage de la polarisation.
3 : sortie.
4 : masse.
5 : application du signal de sortie pour redressement et commande de gain.
6 : + V (alimentation).
7 : sortie d'une tension stabilisée (pour microphone « électret » par exemple).
8 : ajustage de la constante de temps (temps d'attaque et de relâchement).
9 : entrée (signaux BF microphoniques).

Précisons qu'il s'agit d'un boîtier plastique **miniature** type « flat pack » à 10 broches au pas de 1,27 mm.

Le gain global du circuit à compression est de 59 dB pour une charge de 600 Ω d'impédance. Le bruit correspondant ramené à l'entrée est de l'ordre de 2 μV avec un taux total de distorsions harmoniques de 1 % (en l'absence de compression) à 6 % (avec compression). L'intensité typique de repos est de 1,85 mA. L'impédance d'entrée propre du circuit intégré est de 15 kΩ. La bande passante à –3 dB va de 200 Hz à 5 000 Hz pour une puissance de sortie de 0,9 mW et un taux de distorsion harmonique moyen de 3 %.

Le dispositif de compression fonctionne avec un temps d'attaque de 7 ms et un temps de relâchement de 20 ms, avec une tension de sortie pouvant atteindre 130 mV efficaces ; ces temps peuvent être modifiés par la valeur de la capacité connectée sur

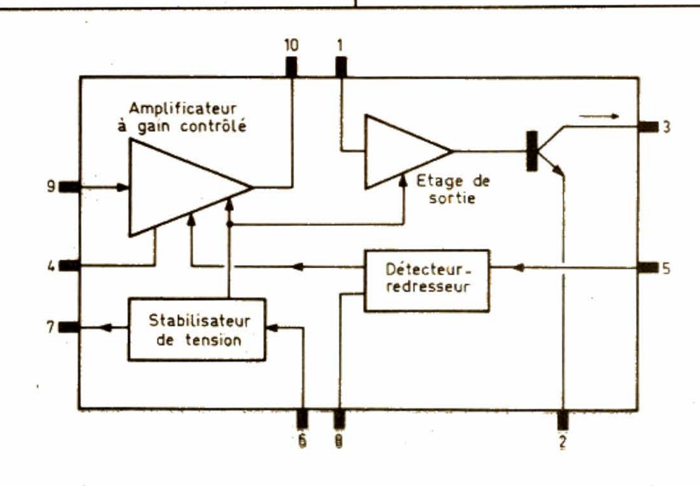


Fig. 1

la patte 8, nous l'avons dit. La compression peut aller jusqu'à 40 dB vis-à-vis des signaux d'entrée.

Ce circuit intégré peut dissiper 25 mW au maximum ; il accepte des charges allant de 600 à 4 000 Ω et peut s'utiliser avec des microphones dynamiques, ou à céramique, ou à électret (munis de l'habituel transistor tampon adaptateur FET).

●

La présentation du circuit intégré (cœur du montage) étant faite, passons à la réalisation proprement dite du compresseur ; son schéma fait l'objet de la figure 2. Il est d'une telle simplicité qu'il peut se passer de longs commentaires ; nous l'avons conçu d'après une documentation de L.T.I.

La dynamique de compression obtenue est effectivement de l'ordre de 40 dB et l'alimentation se fait sous une tension comprise entre 1,2 et 2,4 V, cette tension pouvant aisément être fournie par l'appareil (émetteur ou transceiver) sur lequel le compresseur est utilisé. On peut également envisager l'alimentation par un élément de pile 1,5 V ; dans ce cas, il est bon de prévoir au point I un interrupteur commandé en même temps que la pédale du microphone.

Le condensateur C_3 (allié à la résistance R_1) évite toute réinjection éventuelle de HF sur l'entrée. De même, en sortie, le filtre formé par les résistances R_6-R_7 et les condensateurs C_9-C_{10} élimine les risques possibles d'accrochage.

A l'entrée, les résistances R_1 et R_2 constituant un atténuateur permettent l'ajustage du seuil d'entrée (sans modification de l'amplitude maximale des signaux de sortie). Dans la liste des composants, nous indiquons 100 kΩ pour R_2 ; cela convient par exemple à l'utilisation d'un microphone à électret ; toutefois, dans certains cas, on pourra être amené à réduire notablement cette valeur pour R_2, notamment lors de l'utilisation d'un microphone dynamique. En tout état de cause, on agira sur les valeurs de ces deux résistances (R_1 et R_2) pour ajuster le niveau d'entrée selon les caractéristiques du microphone utilisé.

En sortie également, les résistances R_7 et R_8 forment un atténuateur (diviseur de tension) qui permet de régler l'amplitude des signaux de sortie (sans modifier le seuil d'entrée) ; le cas échéant, on peut augmenter notablement la valeur de R_8 si besoin est pour l'obtention du signal désiré nécessaire à la modulation correcte de l'émetteur ou du transceiver faisant suite. Dans tous les cas, cette disposition permet une adaptation tout à fait correcte par rapport à la prise « microphone » de l'appareil (quelles qu'en soient ses caractéristiques) à laquelle la sortie du compresseur se trouve connectée.

Si l'on emploie un microphone à électret, nous disposons au point P d'une tension stabilisée de 1 V qui est prévue pour être utilisée pour la polarisation et pour l'alimentation du F.E.T. dudit microphone.

Le seuil d'entrée et l'amplitude maximale de sortie peuvent être ajustés **simultanément** par le réglage de la résistance R_5 dosant l'énergie appliquée au détecteur-redresseur intégré.

Enfin, la valeur du condensateur C_6 donnée comme étant de 22 μF détermine un temps d'attaque de 80 ms et un temps de relâchement de 400 ms.

Nous pouvons ainsi compter sur une tension BF de sortie sensiblement constante aux environs de 6 mV (selon le réglage de R_5) ; mais comme nous l'avons dit, cette tension de sortie peut être amenée au niveau correct (nécessaire, mais sans saturation !) en jouant sur les valeurs de R_7 et de R_8.

Le montage a été réalisé sur une simple plaquette perforée (à trous pastillés), les liaisons entre composants étant effectuées par leurs propres fils (pas de circuits imprimés !). Il va sans dire que l'ensemble doit être enfermé dans une petite boîte métallique reliée à la masse afin d'éviter toute induction possible (ronflements). Une autre solution consiste à placer le montage à l'intérieur du socle du microphone de table... si la place disponible est toutefois suffisante.

●

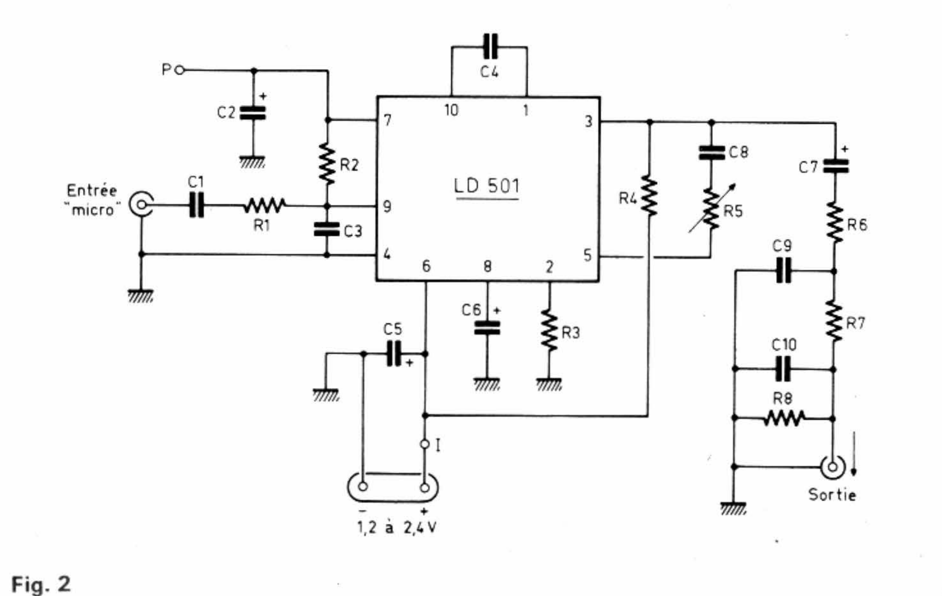


Fig. 2

Valeurs des composants :

C_1 : 0,1 μF
C_2 : 10 μF
C_3 : 470 pF
C_4 : 68 nF
C_5 : 50 μF
C_6 : 22 μF (voir texte)
C_7 : 4,7 μF
C_8 : 68 nF
C_9 : 15 nF
C_{10} : 470 pF

R_1 : 15 kΩ
R_2 : 100 kΩ (voir texte)
R_3 : 18 Ω
R_4 : 560 Ω
R_5 : 100 kΩ ajust. lin. (voir texte)
R_6 : 680 Ω
R_7 : 2,2 kΩ (voir texte)
R_8 : 220 Ω (voir texte)

Tous les condensateurs électrochimiques sont du type à diélectrique 4 à 6 V (vu la tension d'alimentation !).

Toutes les résistances sont du type 1/8 de W.

Roger A. RAFFIN
F3 AV.

DEUX MONTAGES SIMPLES

Un multivibrateur avec un fil en moins

Un multivibrateur du type clignotant a normalement besoin, en plus de ses deux fils d'alimentation, d'un fil de sortie qui rejoint l'un des pôles de l'alimentation par l'intermédiaire de l'indicateur (ampoule, LED). Le schéma cité montre qu'on peut aussi, dans le cas particulier de ce multivibrateur, intercaler l'indicateur tout simplement dans le positif de l'alimentation.

Pendant l'alternance de clignotement, cet indicateur, D_2, est parcouru par une intensité de 30 mA. Pendant l'autre alternance, il reste l'intensité d'alimentation du double amplificateur opérationnel, certes beaucoup plus faible, mais suffisante pour déterminer une légère luminescence dans la LED. On peut l'éviter avec la solution indiquée en pointillés dans le schéma : une résistance R_{11}, choisie de façon que la chute de tension à ses bornes reste, lors de l'alternance d'extinction, inférieure au seuil d'excitation de la LED.

Comme on peut le deviner d'après son schéma, le montage est un détecteur de niveau d'eau. Inutile d'énumérer les applications que cela peut avoir, notamment en technique automobile.

L'amplificateur de gauche constitue un multivibrateur autonome. Il est suivi d'un passe-bas, R_1-C_1, lequel n'est évidemment efficace que si C_1 est en circuit, c'est-à-dire s'il y a conduction par l'eau qui recouvre la sonde. Dans ces conditions, l'amplitude de la rectangulaire se trouve suffisamment diminuée pour qu'il n'y ait, à aucun moment de la période, égalité entre « u – » et « u+ », à l'entrée du second amplificateur opérationnel. Ce dernier reste donc bloqué (pas de courant dans R_{10} et pas de courant supplémentaire dans D_2).

Dans le cas contraire, le comparateur u –/u+ excite la LED avec la rectangulaire que le multivibrateur lui fournit. Avec les valeurs du schéma, la fréquence de cette rectangulaire est de 100 Hz environ, donc suffisamment élevée pour simuler un allumage continu de la LED. A ceux qui préfèrent un vrai clignotement, l'auteur recommande des valeurs de C_1 et C_2 multipliées par 30. Ne serait-il pas plus simple d'augmenter R_1 et R_4 ? Ou est-ce que cela pose des problèmes d'isolement ou de courant de polarisation, pour les amplificateurs opération-

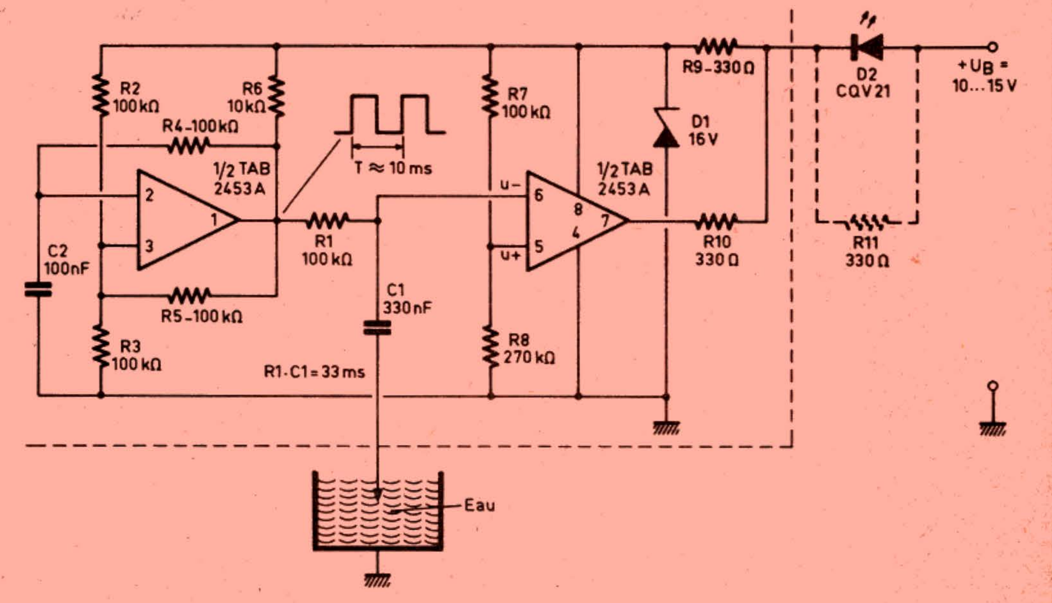


Fig. 1

nels ? L'article cité n'entre pas dans ces détails qui, néanmoins, seront faciles à vérifier expérimentalement.

Un point fort du montage réside dans le fait que la sonde n'est parcourue que par un courant alternatif, car cela évite tout phénomène d'électrolyse. Néanmoins, oxydation et entartrage risquent de se manifester à la longue, et il faudra nettoyer la sonde dès que l'indicateur ne s'éteint pas aussitôt qu'on rétablit le niveau d'eau.

L'article cité décrit aussi plusieurs variantes de ce contrôleur de niveau d'eau, notamment à plusieurs capteurs et à signalisation acoustique.

Liste des composants

Circuit intégré TAB 2453 A
D_1 : diode Zener 16 V, 1 W
D_2 : LED 30 mA (CQV 21)
C_1 : 330 nF, diélectrique plastique (MKT)
C_2 : 100 nF, diélectrique plastique (MKT)
R_1 à R_5, R_7 : 100 kΩ
R_6 : 10 kΩ
R_8 : 270 kΩ
R_9 à R_{11} : 330 Ω
Alimentation 10... 15 V (batterie de voiture)

Funk-Technik
Munich, mars 1984
p. 102 à 105

Touche à effleurement niveau TTL

La touche à effleurement est un dispositif d'usage courant quand il s'agit de commander un engin aussi lourd qu'un ascenseur. En revanche, on ne l'utilise que rarement pour des tensions de quelques volts et des intensités de quelques milliampères. Et pourtant, ce dispositif est à l'abri de toute possibilité de rebondissement de contact, ne fait intervenir aucune vibration mécanique et sa « touche » peut être réalisée, très simplement, par deux têtes de vis, deux cosses à souder, deux bandes de cuivre d'un circuit imprimé.

En dehors des touches, la liste de composants du schéma d'application comprend une résistance (2,2 à 10 MΩ) et un trigger ou détecteur de niveau, TL 560 C. La résistance de charge, R_L, peut être omise quand on attaque un circuit TTL, et une valeur de l'ordre de 100 kΩ convient, quand il s'agit d'un circuit C.MOS.

The Linear Control Circuits. Data Book, Texas-Instruments 1980, p. 385

Fig. 2

MATERIEL NEUF - GARANTI - EMBALLAGE ORIGINE

CHAUFFAGE ELECTRIQUE

ATTENTION ! Nous ne sommes pas des soldeurs FILTROCAL est AGREE par EDF. Tous nos convecteurs sont GARANTIS 2 ANS. Tous les convecteurs muraux que nous distribuons sont aux normes NF.

CONVECTEURS MURAUX

AIRELEC - RADIAL - BRUNNER
Norme NF
EXTRA PLATS : 7 cm.
Résistance blindée



500 W .. **376 F** 1500 W . **499 F** 2500 W .. **694 F**
1000 W .. **439 F** 2000 W . **575 F** 3 000 W **748 F**

CONVECTEURS

NORME NF EXTRA PLATS
TRES GRANDE MARQUE FRANÇAISE

Sortie air frontale - Thermostat à bulbe
Interrupteur bipolaire - 2 allures de chauffe

750 W : **419 F** 1 500 W : **499 F**
1 000 W : **439 F** 2 000 W : **575 F**
– Port dû

CHAUDIERES ELECTRIQUES

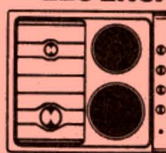


Pour installations NEUVES ou pour remplacement anciennes chaudières.
TOUTES PUISSANCES
TOUS COURANTS
2 MODELES :
MURALE - SUR PIEDS
Livrées complètes, tout est incorporé.
— Vase d'expansion
— Pompe de circulation
— Soupape sécurité
— Purgeur d'air.

PRIX DE GROS. PRETE A BRANCHER
Documentation sur demande

LES ENCASTRABLES

TABLES DE CUISSON
Extra-plates
3 cm d'épaisseur
DERNIERS MODELES
TEINTES MODE :
MARRON
et TERRE DE FRANCE
Port dû



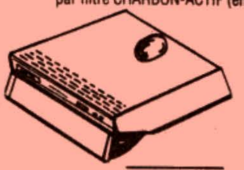
4 feux GAZ	**690 F**
4 feux GAZ allumage électrique	**890 F**
4 feux MIXTE 2 gaz + 2 élect.	**950 F**
4 feux MIXTE 3 gaz + 1 élect.	**970 F**
4 feux TOUT ELECTRIQUE	**990 F**

NOUVEAU à encastrer ou à poser, extra-plat

2 feux Tout électrique	**500 F**
1 feu Electrique	**280 F**

HOTTES DE CUISINE

PLUSIEURS MODELES EN STOCK
MODELE 3 vitesses. Distrib. ELF - ANTARGAZ. Double éclairage. Visière en verre fumé.
Mixte : évacuation extérieure ou recyclage intérieur par filtre CHARBON-ACTIF (en option).



Réglage par curseurs.
Laqué marron : **550 F**
Laqué blanc : **540 F**

SERIE CONCONDE - GARANTIE 3 ANS
3 vitesses. Double éclairage. Réglage par curseurs.
Port dû
Modèle LUXE HCC .... **590 F**
Modèle HAUT DE GAMME. Fronton émail Terre de France .... **690 F**

GROUPE ASPIRANT ENCASTRABLE
TRES PERFORMANT - DOUBLE ECLAIRAGE
2 vitesses Port dû
— MODELE STANDARD .... **490 F**
— MODELE PUISSANT EXTRA PLAT . **630 F**

NOUVEAU ET SENSATIONNEL

SECURITE INTEGRALE
PLUS DE BESOIN DE PRISE DE TERRE
CONVECTEURS DOUBLE ISOLEMENT
Peuvent être installés près des baignoires

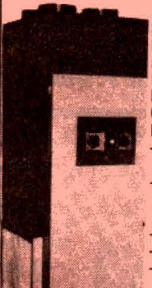
	L	× H	× P	Prix
500 W	20	65	7	**496 F**
1 000 W	35	65	7	**513 F**
1 500 W	50	65	7	**600 F**
2 000 W	65	65	7	**711 F**

(Port dû)

SST CLIMTON

PRIX DE GROS

Pour pavillons, maisons de campagne, locaux commerciaux



AIR CHAUD PULSE

Si votre GENERATEUR AIR PULSE à mazout (quelle que soit sa marque) vous pose des problèmes, **EQUIPEZ-LE D'UN BLOC DE CHAUFFE ELECTRIQUE CLIMTON A HAUTES PERFORMANCES**
— Sans modification du réseau de gaines existant,
— Entièrement automatique : contacteur de puissance plusieurs allures de chauffe
— Résistances blindées
— Sécurité de surchauffe
— Régulation automatique : de la température de sortie d'air chaud - de la sélection automatique des allures de chauffe par régulateur à plusieurs étages - Position ETE : ventilation air frais - Thermostat ambiance mural

OU

remplacez-LE PAR LE GENERATEUR ELECTRIQUE CLIMTON
Carrosserie peinture martelée
Turbine tangentielle silencieuse (système centrifuge).
Caractéristiques identiques pour bloc et générateur
Toutes puissances de 6 kW à 27 kW, toutes tensions MONO ou TRIPHASE, chauffe jusqu'à 750 m³. PUISSANCES SUPERIEURES : **nous consulter.**

FOURS A ENCASTRER



TOUT ELECTRIQUE
Thermostat. Horloge. Minuterie.
Intérieur EMAIL SUPER.
FRONTON EMAIL TERRE DE FRANCE
Fourni compelt avec tourne-broche
A SAISIR QUANTITE LIMITE **1 430 F**

A SAISIR QUANTITE LIMITE

POMPES A CHALEUR

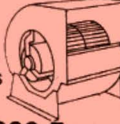
Type AIR-AIR -
Pièce par pièce
REVERSIBLE CHAUFFAGE ou CLIMATISATION
Haut. 650 - Larg. 740 - Prof. 310
Type R 2002
Valeur **5 900 F** - Net **2 500 F**



ARRIVAGE EXTRACTEURS

GROUPES COMPLETS de VENTILATION ou EXTRACTION TOUTES PUISSANCES

pour tous usages
de 600 à 1 800 m³/heure.
Pour particuliers - Restaurants
USAGES PROFESSIONNELS



de **600 F** à **1 200 F**

NOUVEL ARRIVAGE : 2 SERIES

A SAISIR - CONVECTEUR MURAL Norme NF
Résistance blindées à ailettes. Sortie air chaud frontale
Thermostat à bulbe

500 W	**325 F**
1000 W	**345 F**
1500 W	**385 F**

Quantité limitée

CONVECTEUR SUR PIED - TRES BEL ARTICLE
2000 W 2 allures. Thermostat d'ambiance.

l'unité	**240 F**
par 2 l'unité	**220 F**
par 4 l'unité	**180 F**
par 8 l'unité	**170 F**

Photos non contractuelles

ACCUMULATION

SERIE DYNAMIQUE TOTAL 8 H
aucune consommation de JOUR :
TOUT AU TARIF REDUIT DE NUIT



CID - Port dû

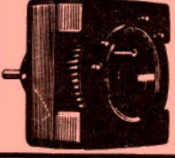
3 kW	**4 117 F** au lieu de	**4 882 F**
4,5 kW	**4 480 F** au lieu de	**5 313 F**
6 kW	**5 115 F** au lieu de	**6 066 F**
8 kW	**6 339 F** au lieu de	**7 518 F**
9 kW	**7 037 F** au lieu de	**8 345 F**

IMPORTANT ! NOUVEAU !! Modèle CID extra plat.
REMISE SUPPLEMENTAIRE 5 % pour 2 ACCUS, 10 % pour 3 ACCUS
IMPORTANT ! NOUVEAU !! Modèle CID extra plat

ACCUMULATION AU PRIX DE GROS

Nous pouvons fournir du PRIX DE GROS - Les radiateurs à ACCUMULATION DES MARQUES - CALDER - CID - AIRELEC - RADIAL - BRUNNER et autres. Il s'agit toujours des DERNIERS MODELES, livrés en direct chez vous par les services USINES.

THEBEN-TIMER

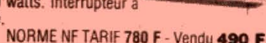


220 V
TOUS USAGES JUSQU'A 3500 W
L'UNITE ...... **120 F**
PAR 3 l'unité .. **110 F**
MODELE HEBDO **175 F**
Port 25 F

REGULATION - PROGRAMMATION

Nombreux thermostats à horloge.
Horloges à doubles thermostats.
Programmateurs avec réserve de marche.
Horloges à quartz journalières et hebdomadaires.
Systèmes de programmation à plusieurs jours.
Délesteurs, etc.
Catalogue et tarifs sur demande

CHAUFFAGE SALLE DE BAINS



infrarouge
1000 W .... **190 F**
1800 W .... **195 F**
(pas d'expédition)
MODELE MIXTE
(mural ou pieds) - 2 000 watts
Thermostat d'ambiance
Avec minuterie ... **395 F** Port
Sans minuterie ... **350 F** 30 F

CONVECTEURS Classe 2
DOUBLE ISOLEMENT

500 W	**425 F**
1 000 W - BRUNNER	**475 F**
1 200 W - DIMPLEX BRUNNER	**495 F**

Port dû

CHAUFFE-EAU

ELECTRIQUE A ACCUMULATION

	VERTICAL	HORIZONTAL
75 litres	**965 F**	**1 060 F**
100 litres	**1 080 F**	**1 204 F**
150 litres	**1 220 F**	**1 354 F**
200 litres	**1 390 F**	**1 687 F**
300 litres	—	**2 530 F**

GARANTIE 10 ANS
Port dû
TRES GRANDES MARQUES

UNE AFFAIRE SANS SUITE



Modèle 3 kW dynamique.
Relais incorporé.
NEUF en emballage d'origine
L'UNITE (port dû) **2 200 F**
QUANTITE LIMITEE

SENSATIONNEL

THERMOSTAT D'AMBIANCE A HORLOGE
HORLOGE A PILES à deux THERMOSTATS
Cet appareil de type professionnel peut équiper toutes chaudières ou générateurs à fuel, mazout et tous chauffages électriques.
Réglage 6° à 30° par 2 thermostats réglables séparément (température normale et température réduite).
— Sélecteur à 4 positions
— Automatique par horloge
— Température normale permanente.



EXCEPTIONNEL **590 F** port 30 F

CHAUFFAGE SOUFFLANT
Spécial salle de bains
Turbine tangentielle. Résistances aiguille. Puissance 2 000 watts. Interrupteur à tirette.
NORME NF TARIF **780 F** - Vendu **490 F**

PANNEAUX RADIANTS

ECONOMIE D'ENERGIE



TRES LUXUEUX EXTRA-PLAT FIXATION MURALE

En option : Roulettes et programmateur.
2 allures de chauffe - Thermostat d'ambiance.

1 000 W	**1 119 F**
1 500 W	**1 400 F**
2 000 W	**1 580 F**

Remise 10 % à partir de 4 pièces port dû

CONVECTEURS MURAUX

EXTRA-PLATS - GRANDE MARQUE
DERNIERS MODELES
1 000 W : **419 F** - 1 500 W : **439 F** - 2 000 W : **499 F**
QUANTITE LIMITEE **GARANTIE 2 ANS**
Résistances blindées à ailettes
Thermostat à bulbe
Port dû

TURBINES TANGENTIELLES

Elément tournant ∅ 60, L 170 ..... **140 F**
Elément tournant ∅ 60, L 230 ..... **180 F**
TURBINES GRAND MODELE
TRES GROS DEBIT
de 600 à 1 800 m³/h. NEUVES de **600 F** à **1 200 F** selon modèle.
A VOIR SUR PLACE

DERNIERE MINUTE

ARRIVAGE CONVECTEURS MURAUX

FABRICATION FRANÇAISE
Thermostat à bulbe
— 1000 W .... **220 F**
— 1750 W .... **280 F**
— 2000 W .... **290 F**

QUANTITE TRES LIMITEE

ACCESSOIRES ET PIECES

Thermostats ambiance
— bilame 16 A : **30 F**
— bulbe 16 A pour convecteurs : **40 F** et **60 F**
— Ambiance mural 10 A : **70 F**
— Ambiance mural 16 A : **120 F** et **140 F**
PORT 25 F
RESISTANCES pour CONVECTEURS et divers. Nombreux modèles, blindées, à ailettes, boudinées, etc., de **50 F** à **120 F** (à voir sur place).
CONTACTEURS JOUR/NUIT pour chauffe-eau, accu, de **290 F** à **390 F** selon puissances.

DERNIERE MINUTE

TURBINE SPECIALE pour hotte de cuisine avec gaine.
l'unité **150 F** par 3 l'unité **110 F**
Port 40 F pièce à joindre à la commande

CONDITIONS GENERALES

Nos prix s'entendent T.T.C. PHOTOS ET DESSINS NON CONTRACTUELS
Règlement : comptant à la commande. CREDIT GRATUIT sur 3 mois (40 % à la commande)
A partir de 2 500 F d'achat.
EXPEDITION dans toute la France.
PORT : montant indiqué dans chaque RUBRIQUE, si non indiqué, PORT DÛ.
Nos prix sont valables jusqu'au 15-12-84 et dans la limite des stocks disponibles
OUVERT SANS INTERRUPTION de 10 h à 19 h
OUVERT LE SAMEDI. LUNDI ouverture à 14 h 30

FILTROCAL S.A.R.L.

194, rue Lafayette, 75010 Paris

16 (1) 607.32.05 201.65.64

Métro Louis-Blanc
Gare du Nord
Gare de l'Est

Initiation à la pratique de l'électronique

LES PORTES LOGIQUES

En résumé :
La fonction NOR se réalise par une porte OU suivie d'un inverseur.
Si les entrées de la porte NOR sont au niveau logique 0, la sortie X est à l'état 1. Dans tous les autres cas, X = 0.
La formule de la fonction NOR est $X = \overline{A + B}$.
La fonction XOR, appelée aussi : « OU EXCLUSIF », s'exprime par la relation $X = A \oplus B$, *ou encore* $X = \overline{A}B + A\overline{B}$. *La sortie d'une porte XOR n'est à l'état 1 que lorsqu'**une seule** des entrées est au niveau haut.*
En technique TTL, l'étage de sortie est généralement un circuit « totem pole » équivalent à deux interrupteurs en série. Il ne faut jamais relier ensemble plusieurs sorties de ce type, on risque le court-circuit et la destruction du circuit intégré.
L'étage d'entrée est généralement un transistor multi-émetteur.
Les niveaux logiques TTL sont situés entre +2,5 et 5 V pour le niveau haut, et entre 0 et 0,7 V pour le niveau zéro.
Certains TTL sont à collecteur ouvert, ce qui permet de coupler les sorties et de réaliser la fonction ET. Cette technique est appelée « ET CABLÉ ».

Fonction NOR

Tout comme la fonction NAND qui est équivalente à un ET suivi d'une négation, la fonction NOR s'obtient avec une porte OU suivie d'un inverseur (NON). Cette fonction pourrait s'appeler en français « NON-OU » ou encore fonction NI, mais c'est l'expression anglaise qui est usitée mondialement.

La composition de cette porte, ainsi que la table de vérité des différentes fonctions, est donnée figure 1.

Cette fonction NOR s'exprime par la formule

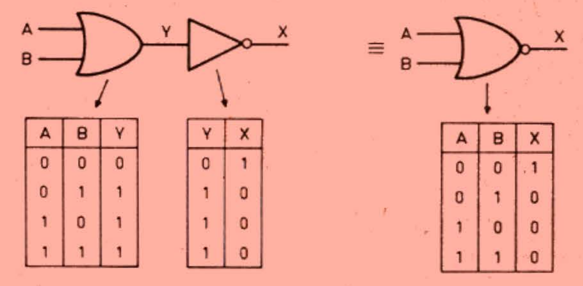
$$X = \overline{A + B}$$

et elle est représentée de plusieurs façons dont la plus usuelle est celle qui apparaît sur la figure 1. La représentation proposée par l'AFNOR, et une autre, de moins en moins rencontrée sur les schémas, sont données sur la figure 2.

Un NOR sur lequel on injecte des signaux carrés est représenté figure 3, la sortie reste au niveau 0 ; elle est au niveau 1 lorsque les entrées sont toutes les deux au niveau 0.

Fontion NOR intégrée

Nous pourrions pour la réalisation pratique utiliser des diodes suivies d'un transistor, comme nous l'avons montré le mois dernier pour le NAND, mais la solution intégrée est tellement plus pratique... Citons comme NOR intégré le cir-



A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Y	X
0	1
1	0
1	0
1	0

A	B	X
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 1 – La fonction NOR se compose d'un OU suivi d'une négation.

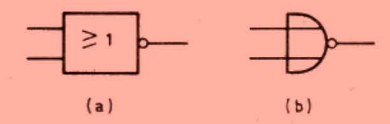


Fig. 2. – Autres représentations de la fonction NOR : AFNOR (a) et une autre, de moins en moins employée, (b).

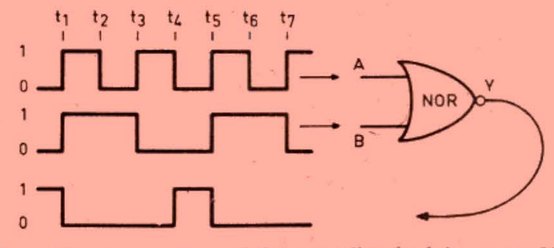


Fig. 3. – Signaux rectangulaires appliqués à la porte NOR. La sortie reste au niveau 0 sauf lorsque A = B = 0.

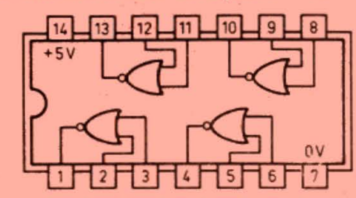


Fig. 4. – Schéma électrique (vu de dessus) d'un 7402 (4 portes NOR à 2 entrées).

cuit 7402 comportant quatre portes NOR à deux entrées (fig. 4).

Fonction XOR

Elle s'appelle également « OU EXCLUSIF ». Cette fonction, pourrait-on dire, est plus stricte que la fonction OU que nous avons vue (cette dernière étant, par opposition, dénommée parfois « OU INCLUSIF »).

En effet, la fonction OU donne un niveau 1 en sortie aussi bien pour un niveau 1 sur une seule de ses entrées ou sur toutes ses entrées. La fonction XOR, elle, donne un niveau 1 en sortie seulement si **une seule** de ses entrées est au niveau haut.

La figure 5(a) nous montre la table de vérité d'un XOR à deux entrées. Vous constatez que pour obtenir le niveau haut à la sortie X, il est nécessaire qu'il y ait à l'entrée soit :

$A = 1$ et $B = 0$,

soit encore :

$A = 0$ et $B = 1$.

Et si $A = 1$ et $B = 1$ ou $A = 0$ et $B = 0$, la sortie est à l'état bas.

En (b) nous avons une table de vérité d'un XOR à 3 entrées. Ici $X = 1$ apparaît trois fois puisque la condition est que le 1 ne doit être présent que sur une seule entrée à la fois.

La fonction XOR s'exprime par la relation

$$\boxed{X = A \oplus B}$$

ou par

$$\boxed{X = \overline{A}B + A\overline{B}}$$

qui se lit « X égal A barre B ou AB barre ».

A propos de cette dernière formule, nous avons vu dans l'article précédent comment retrouver la formule d'une fonction quelconque d'après la table de vérité.

Pour le XOR à deux entrées, nous voyons que cette fonction n'est réalisée (« 1 » dans la colonne des X) que si $A = 0$ et $B = 1$ (ligne n° 2) ou si $A = 1$ et $B = 0$ (ligne n° 3), ce qui peut s'écrire autrement :

$$\overline{A}.B \text{ ou } A\overline{B}.$$

On retrouve bien la formule donnée :

$$X = \overline{A}B + A\overline{B}.$$

Le câblage correspondant est celui de la figure 6(a).

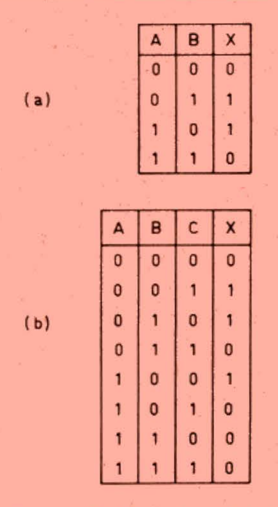
Un autre schéma équivalent du circuit XOR n'utilise que des portes NAND (fig. 6(b)). Nous reparlerons de ce circuit plus en détail plus tard. Pour l'instant, complétons l'étude de cette fonction.

Ses diverses représentations sont données figure 7.

La figure 8 montre un XOR à deux entrées attaqués par des signaux rectangulaires.

Fonction XOR intégrée

Le circuit 7486 comporte 4 portes XOR à deux entrées (fig. 9).



(a)

A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

(b)

A	B	C	X
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

Fig. 5. – Table de vérité d'une porte XOR à 2 entrées (a) et à 3 entrées (b).

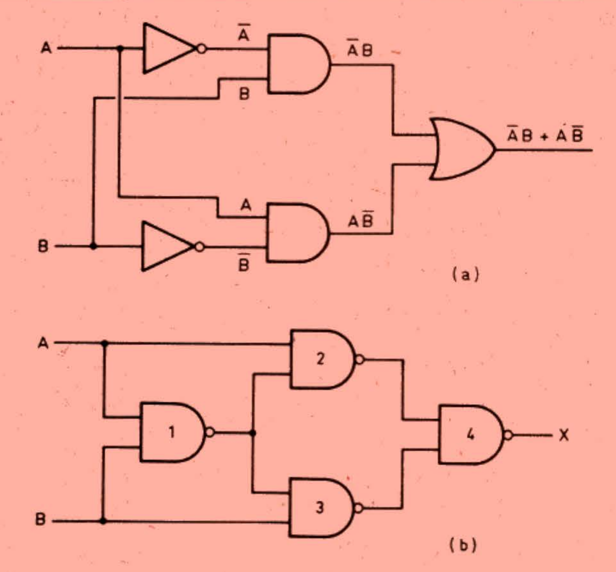


Fig. 6. – Réalisation d'une fonction XOR à 2 entrées.

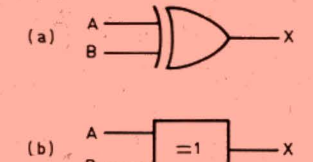


Fig. 7. – Les diverses représentations d'un OU exclusif (XOR) : la plus usuelle (a), la normalisée (b) et une ancienne (c).

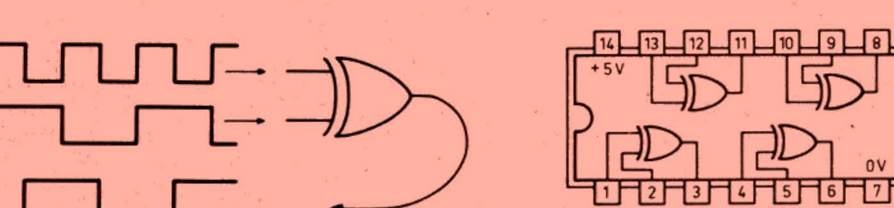


Fig.8. – Porte XOR à deux entrées attaquée par des signaux rectangulaires.

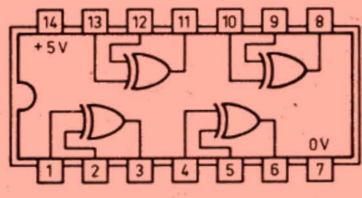
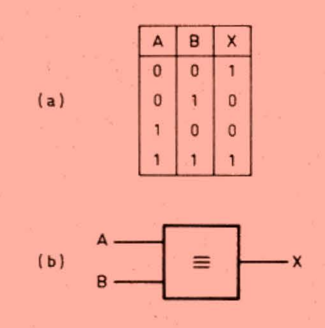


Fig. 9. – Schéma interne du 7486 (4 portes XOR à 2 entrées).



(a)

A	B	X
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 10. – Table de vérité (a) et représentation symbolique de la fonction « équivalence ».

Autres fonctions logiques

Les fonctions ET, OU, NON, NAND, NOR et XOR sont les plus courantes. D'autres fonctions existent, citons l'« équivalence » pour laquelle
X = 1 lorsque A = B (fig. 10). C'est en réalité un XOR suivi d'une négation.

Solution des exercices du mois dernier

Le schéma de la relation logique
$X = \overline{A}.\overline{B} + A.B$
est donné sur la figure 11 (a). Les entrées de la porte n° 1 reçoivent des variables complémentées ($\overline{A}$,$\overline{B}$), tandis que la porte n° 2 reçoit directement A et B. A la sortie de ces deux portes, on trouve respectivement $\overline{A}.\overline{B}$ et A.B, variables transmises à la porte OU, nous donnant en sortie :
$X = \overline{A}.\overline{B}. + AB$.

On remarque que ce circuit réalise la fonction équivalence dont nous venons de parler. Pour s'en rendre compte, il suffit de dresser la table de vérité de
$X = \overline{A}.\overline{B} + AB$
et de comparer le résultat avec celle donnée figure 10.

Nous représentons figure 12 le circuit dont nous vous demandions la formule.

Le circuit est simple. A l'entrée de la porte OU, nous avons d'une part la sortie de la porte ET (A.B) et d'autre part l'entrée C complémentée ($\overline{C}$). On obtient la formule :
$X = A.B + \overline{C}$.

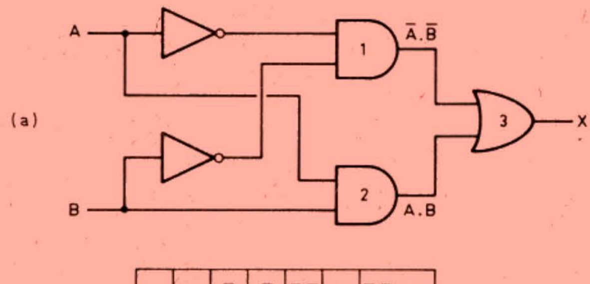
Quelques applications avec le 7400

Afin de pratiquer les circuits logiques, et en guise d'exercice, nous vous proposons de réaliser, avec seulement des portes NAND le schéma de la figure 13. (Le schéma interne de 7400 est donné sur la figure 14.) La solution vous sera facile si vous avez bien assimilé le paragraphe sur la fonction NAND.

Pouvez-vous dresser la table de vérité et donner l'équation logique de ce circuit ? Obtenez-vous les mêmes résultats en réalisant le montage ? Quelle est la fonction réalisée ? Qu'advient-il si on ajoute un deuxième inverseur après X ?

Un peu de technologie

Lors de la représentation des fonctions logiques de base, nous avons pu réaliser les portes logiques avec quelques diodes, quelques résistances et éventuellement un transistor. Les premiers circuits intégrés ne comportaient que ces éléments, c'était le temps de la technique RTL (*Resistor Transistor Logic*) et DTL (*Diode Transistor Logic*). La technologie a évolué rapidement et on est arrivé à la technique TTL (*Transistor Transistor Logic*) dans laquelle on a intégré à profusion. Cette technique, déjà assez ancienne, continue à être très largement employée et c'est elle que nous utiliserons dans cette série d'articles sur l'électronique digitale.



(b)

A	B	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$\overline{A}.\overline{B}$	A.B	$\overline{A}.\overline{B}$+A.B
0	0	1	1	1	0	1
0	1	1	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0
1	1	0	0	0	1	1

Fig. 11. – Schéma (a) et table de vérité (b) de la relation logique $X = \overline{A}.\overline{B} + A.B$,

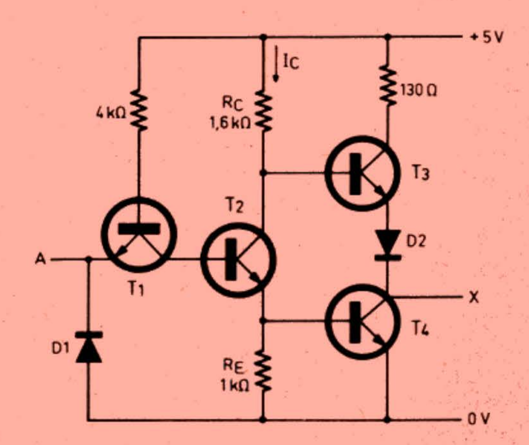


Fig. 15. – Schéma interne d'un inverseur tel qu'il existe dans le 7404.

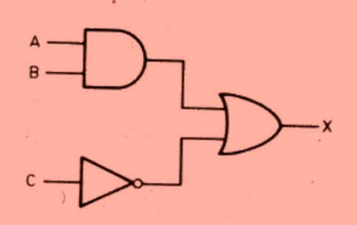


Fig. 12. – Schéma donnant en sortie $X = A.B + \overline{C}$.

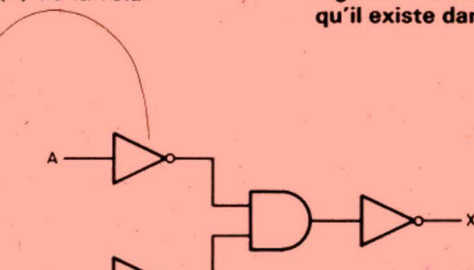


Fig. 13. – Quelle est la fonction réalisée par ce montage ?

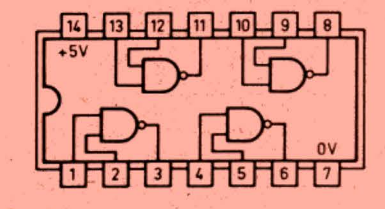


Fig. 14. – Schéma électrique du 7400 (4 portes NAND à 2 entrées).

A titre d'exemple de circuit intégré TTL, nous donnons sur la figure 15 le schéma interne d'un inverseur tel qu'il existe dans le 7404. Nous voyons que ce schéma d'inverseur, quoiqu'étant plus compliqué qu'un seul transistor en émetteur commun, est quand même assez simple et sa compréhension facile. Il comporte un transistor d'entrée T_1, un déphaseur T_2 et un circuit dénommé « totem pole » en sortie.

Le Totem Pole

Celui-ci est constitué par deux transistors fonctionnant en commutation. Ils reçoivent sur la base des signaux en opposition. Lorsque T_4 est bloqué, T_3 se trouve passant, et inversement. Le schéma électrique équivalent de ce totem-pole se compose de deux interrupteurs en série dont l'un sera forcément ouvert et l'autre fermé, de telle sorte qu'en X, il n'y a que deux possibilités, soit une tension de + 5 V (X = 1), soit zéro volt (X = 0) (fig. 16).

Ce totem-pole est commandé par un transistor T_2 fonctionnant lui aussi en tout ou rien. Si T_2 est bloqué (Ic = 0), il n'apparaît aucune tension aux bornes des résistances R_C et R_E, et la tension sur les bases de T_3 et T_4 sont respectivement + 5 V et 0 V (ce qui fait que T_3 est passant et T_4 bloqué, d'ou X = 1.)

En revanche, dans le cas où T_2 reçoit un courant I_B suffisant pour le rendre passant, une chute de tension apparait aux bornes de R_E et R_C. Le collecteur de T_2 a un niveau plus bas, bloquant T_3, tandis que la tension aux bornes de R_E est suffisamment positive pour rentre passant T_4. Il en résulte que la tension sur le collecteur de ce transistor est très faible, d'où X = 0.

Quant au fonctionnement du transistor d'entrée, il faut d'abord se souvenir qu'en fonctionnement normal, les deux jonctions d'un transistor peuvent être comparées à deux diodes, l'une étant passante (jonction émetteur-base) et l'autre bloquée (jonction base-collecteur). Ainsi le transistor d'entrée T_1 peut être représenté comme sur la figure 17. Ce schéma nous rappelle le montage DTL donné le mois dernier sur la figure 13.

Ici nous fonctionnons en commutation (D_B peut être passant). Si l'entrée (A) est à la masse (zéro logique) un courant traverse la 4 kΩ et D_A. La tension au point Y à l'intersection des deux diodes, est de l'ordre de 0,6 V, 6, elle est insuffisante pour rendre passant le transistor T_2. Il faudrait, pour que T_2 soit saturé, que cette tension Y soit supérieure à la somme des tensions directes de D_B et base émetteur de T_2.

Il n'en est évidemment pas de même lorsque l'entrée est à l'état haut. Dans

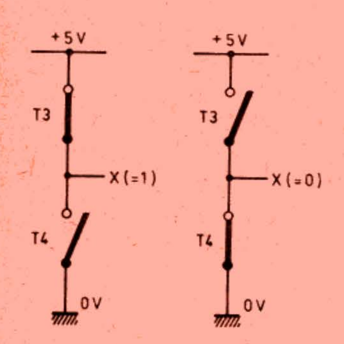


Fig. 16. – Le totem pole est équivalent à 2 interrupteurs en série.

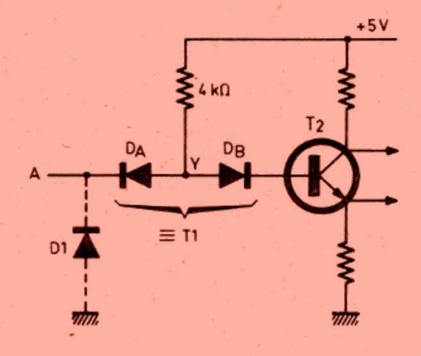


Fig. 17. – Le transistor T_1 se compose de deux jonctions représentées par D_A et D_B.

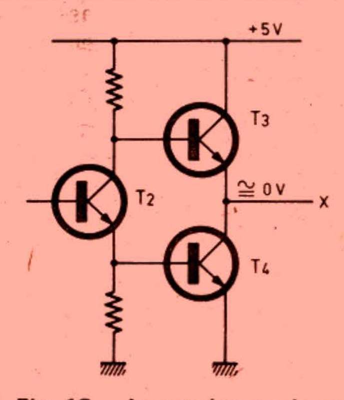


Fig. 18. – La tension sur le collecteur de T_2 doit être assez basse pour bloquer T_3.

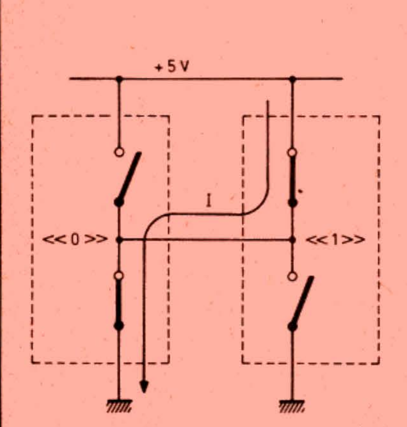


Fig. 19. – Si deux sorties (Totem pole) sont reliées ensemble, l'alimentation se trouvera vite en court-circuit entraînant la destruction des circuits intégrés.

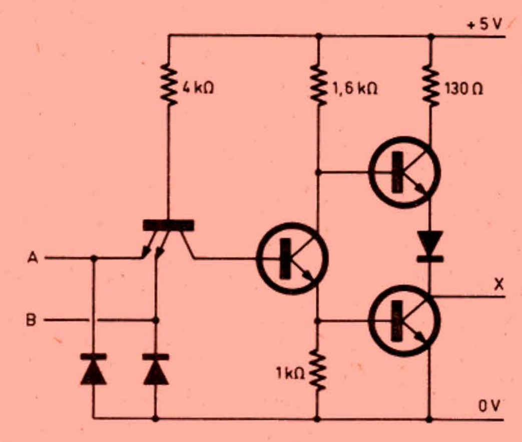


Fig. 20. – Schéma d'une porte NAND à deux entrées (7400).

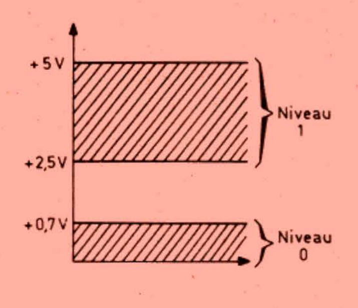


Fig. 21. – Niveaux logiques TTL.

ce cas, la diode D_A est bloquée (sa cathode est au +5 V) mais D_B est passante et sature le transistor T_2.

Il reste à voir à quoi servent les diodes D_1 et D_2. La présence de la première protège l'entrée du circuit au cas où une tension négative serait appliquée par inadvertance à l'entrée. La résistance de 130 Ω dans le collecteur de T_3 est présente également pour protéger le totem pole (ou plus précisément T_3) si, la porte étant à l'état haut, la sortie X était connectée par erreur à la masse.

On peut aussi se demander ce que vient faire la diode D_2 dans le totem pole. Son rôle est d'aider au blocage du transistor T_3 (sortie à l'état zéro). Le transistor T_2 est alors passant, la tension collecteur de celui-ci doit être assez basse pour bloquer T_3. On voit (fig. 18) que si la sortie X est pratiquement à zéro volt, il faudrait pour bloquer T_3 que ce transistor reçoive une tension négative, ou tout au moins une tension inférieure à + 0,6 V. Le fait de placer D_2 permet à T_2 de mieux bloquer le transistor en question, la base de celui-ci devant être alors inférieure à 1,2 V.

Recommandations importantes

Un détail pratique très important concerne le branchement de la sortie de ce totem pole. Si la synchronisation n'est pas rigoureuse entre l'ouverture et la fermeture de T_3 et T_4, ces commutateurs peuvent se trouver ensemble, pendant un très court instant, dans l'état passant. Il en découle qu'un fort courant est demandé à l'alimentation. Cet appel de courant peut provoquer des changements d'état dans les autres circuits alimentés par la même source continue. Pour pallier ce défaut, un condensateur électrochimique d'une valeur confortable (2 000 μF/6 V) doit être placé aux bornes de la tension d'alimentation au cas où plusieurs étages seraient utilisés en même temps.

Il est interdit (sous peine de mort des circuits intégrés) de relier ensemble deux sorties de totem pole. Si l'un est au niveau haut, et l'autre au niveau bas, l'alimentation se trouve en court-circuit. Il s'ensuit un courant intense dans les transistors de sortie (T_3 et T_4) qui ne résisteront pas longtemps à ce régime (fig. 19).

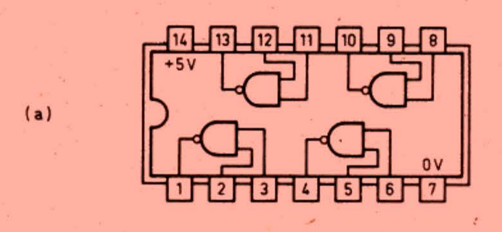
Transistor multi-émetteur

Pour continuer notre exploration à l'intérieur des circuits TTL, nous donnons sur la figure 20, le schéma interne d'une porte NAND (7400). On remarque que le transistor d'entrée possède deux émetteurs. Il suffit que l'une des entrées soit reliée à zéro volt pour que X = 1. Si A et B sont au niveau haut, X = 0.

Niveaux logiques

En technique TTL le niveau logique 1 est situé entre +2,5 et +5 V. En aucune façon l'entrée d'une porte ne doit dépasser +5,5 V. Le niveau zéro est compris entre 0 et 0,7 V (fig. 21).

Il faut également savoir que si on laisse en l'air



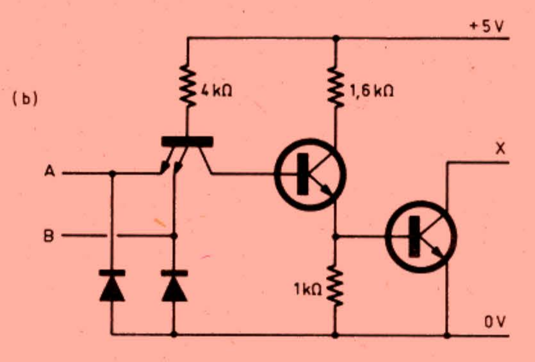
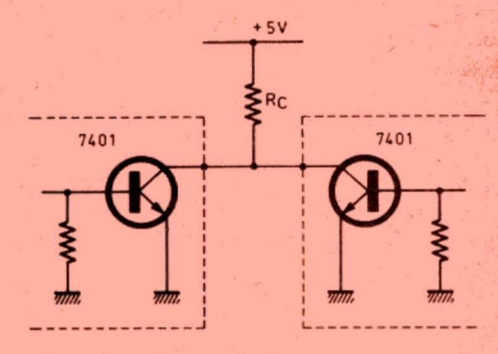
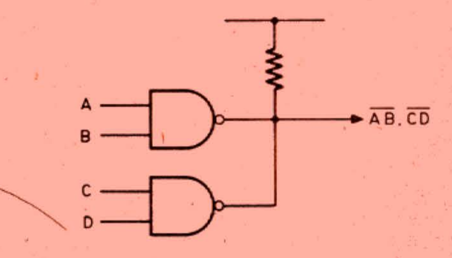


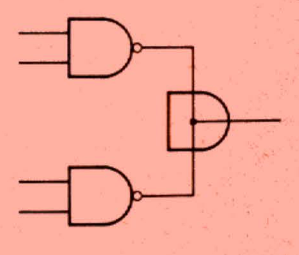
Fig. 22. – Schéma du 7401 (NAND à collecteur ouvert).



a) Couplage de 2 sorties à collecteur ouvert



b) Représentation schématique, d'un ET-CABLÉ



c) Représentation symbolique d'un ET-CABLÉ

Fig. 23. – Fonction ET-CABLÉ.

(c'est-à-dire sans branchement) l'entrée d'une porte TTL, tout se passe comme si elle était au niveau 1. Ceci s'explique par le fait que le premier étage d'une TTL est un transistor multi-émetteur dont la base est alimentée par une tension de l'ordre de 5 V. La faible chute de tension dans la jonction émetteur-base fait que le potentiel à l'entrée de la porte est plus proche du niveau 1 (2,5 à 5 V) que du niveau 0.

Fonction câblée

Il existe aussi des circuits intégrés dits « à collecteur ouvert » pour lesquels l'étage de sortie est constitué, non pas par un totem pole, mais par un transistor dont le collecteur est « en l'air », comme dans le circuit NAND 7401 représenté figure 22.

Une résistance de charge doit être ajoutée à l'extérieur. Ceci permet le couplage de plusieurs sorties de portes, ce qui est interdit avec les totems poles. La valeur de la résistance extérieure dépend du nombre de sorties reliées entre elles.

Le type 7401 comporte quatre portes NAND à deux entrées et à sortie à collecteur ouvert. Si nous relions la sortie de deux de ces portes à une résistance commune (fig. 23), le point commun se trouve au niveau un seulement si les deux sorties sont à l'état 1. Dans ce cas les deux transistors sont bloqués.

Si une des sorties est au niveau zéro, ce qui signifie que le transistor correspondant est passant, le point commun de la résistance sera à l'état zéro. Une telle connexion est appelée « ET-CABLÉ », car la fonction ET a été obtenue par câblage.

J.-B. P.

RADIO COMPTOIR ELECTRIQUE

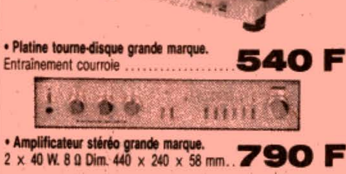
VENTES PROMOTIONNELLES A DES PRIX FOUS

• SUIVANT DISPONIBILITES DE NOS STOCKS •

MATERIEL RIGOUREUSEMENT NEUF EN EMBALLAGE D'ORIGINE, AVEC GARANTIE DU CONSTRUCTEUR

COMPOSEZ VOTRE CHAINE HIFI A DES PRIX DINGUES

PHOTO NON CONTRACTUELLE



• Platine tourne-disque grande marque. Entraînement courroie .... **540 F**

• Amplificateur stéréo grande marque. 2 x 40 W. 8 Ω Dim. 440 x 240 x 58 mm.. **790 F**

• Tuner PO-GO-FM stéréo. Indicateurs d'accord et de niveau signal. Prix .... **590 F**

• Tuner PO-GO-FM stéréo. (même présentation). Extra-plat. Accord par diodes électroluminescentes. Prix .... **690 F**

SHARP RT100H



Platine K7 Dolby Frontale. PROMO : .... **790 F**

ENCEINTES ACOUSTIQUES

• 20 W, 2 voies. H40 x L24 x P16. La paire .... **200 F**

• 40 W, 3 voies, façade amovible. La paire .... **390 F**

• 50 W. 2 voies. H 500 x L 265 x P 206 mm. La paire .... **490 F**

• 60 W. 3 voies. H 570 x L 265 x P 206 mm. La paire .... **690 F**

• 70 W. 3 voies. H 685 x L 320 x P 240 mm. La paire .... **990 F**

• 120 W. 3 voies. 6 HP. H 935 x L 320 x P 240 mm. La paire .... **1290 F**

• 170 W. 3 voies. H 1045 x L 320 x P 240 mm. La paire .... **1950 F**

• Mini-chaîne stéréo intégrée •

«RADIOLA»

• Amplificateur 2 x 8 W.
• Tuner GO-FM stéréo.
• Platine-disques.
• Platine K7.
• 2 enceintes acoustiques.
• Meuble.

L'ensemble .... **1790 F**

MAGNETO K7 «CROWN»



Enregistrement/lecture. Piles/secteur. Micro incorporé. Compte-tours, tonalité réglable. Prise enregistrement, micro, écouteur.

Prix .... **340 F**

ELECTROPHONE STEREO

Photos non contractuelles

2 x 3 W réglages grave/aigu. Balance. Platine TD. 33/45 tr/mn. Arrêt automatique capot plexi.

Livré avec 2 enceintes 5 W/4 Ω
Prix .... **390 F**

Même modèle avec changeur tous disques .... **490 F**

Electrophone mono .... **340 F**

RADIO K7 STEREO «TOSHIBA RT 120S»

• PROMO •



PO-GO-OC-FM K7 stéréo. Piles. Secteur.

Ecoute : radio, K7.
Enregistrements : Emissions radio, micro incorporé et micro extérieur. A partir d'un ampli. Arr. automatique.
Dim. 440 x 240 x 118 mm.
4 haut-parleurs .... **880 F**

RADIO K7 - Stéréo



PO-GO-FM-K7. Stéréo Piles/secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne téléscopique.

Prix exceptionnel .... **680 F**

PO-GO-FM-OC K7 stéréo .... **780 F**

MINI-LECTEUR DE K7 STEREO

Avance rapide.
2 prises casques.
Prise alimentation extérieure.
Livré avec mini-casque et bandoulière.
Prix .... **199 F**

CASQUES STEREOPHONIQUES



• Modèle avec interrupteur marche/arrêt et dosage à chaque écouteur .... **68 F**

TELEVISION/VIDEO

MAGNETOSCOPE SHARP VHS/SECAM

Clavier électronique. Prise caméra. ARRET SUR IMAGE. Avance/retour rapide. Retour auto en fin de cassette, programmable 7 jours. **Avec télécommande** 4 heures avec E240.

PROMO .... **6490 F**

RADIOLA

23 VR 24. Magnétoscope .... **3490 F**

PROMOTION TELEVISEURS COULEURS

NEUFS GARANTIS
Equipés avec prise PERITEL



• 36 cm (RK 301-22). Radiola .... **2850 F**
• 36 cm. Télécommande (RK 321-22). Radiola .... **3100 F**
• 42 cm. Radiola RK22.22. Télécommande .... **3590 F**
• 51 cm. Radiola RK623.22 Télécommande .... **3990 F**
• 56 cm. Tout écran (RK 703-16) .... **3190 F**
• 56 cm (RK 704-22) .... **3490 F**
• 66 cm (RP 806-22) Radiola .... **3890 F**
• 66 cm. Pal/Secam (RK 858-22) .... **4190 F**

TELEVISION PORTABLE RADIOLA

NOIR ET BLANC
ECRAN 31 cm

Alimentation 220 V/Batterie 12 V. Sélection de 6 programmes. Antenne boucle.

Prise casque. Prix : .... **980 F**

TRES BEAUX TELE. 2e MAIN garantie 1 an



Grande marque française
Téléviseurs noir et blanc

44 cm .... **490 F**
51 cm .... **590 F**

Photo non contractuelle

ANTENNE CANAL PLUS

Antenne intérieure TV UHF-VHF-FM avec ampli à potentiomètre réglable 23 dB **380 F**

• ANTENNE TV INTERIEURE .... **70 F**

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE
23 dB .... **190 F** • 14 dB .... **140 F**

JEUX VIDEO TELE

Système ordinateur à cassettes interchangeables

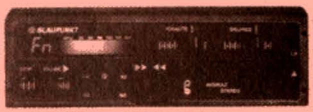
COMPLET
Livré avec une cassette .... **690 F**

Nombreuses cassettes disponibles. Bowling. Golf. Football. Black-jack. Poker. Basket Ball. Combats. Guerre de missiles. Bataille de l'espace. Bataille navale. Casse brique. Course de voitures. etc.

La cassette .... **140 F**
Les 5 cassettes .... **600 F**

LA HIFI EN AUTO

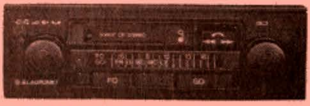
BLAUPUNKT «AVORIAZ SM 22»



• Autoradio. PO-GO- 2 x 5 W. FM et K7 stéréo
• 7 stations préréglées en GO.
• 5 présélections FM.
• Recherche électron FM/PO.
• Affichage LCD. Possibilité de 4 haut-parleurs.

1090 F

BLAUPUNKT NANCY



CR. STEREO. PO/GO. K7 stéréo 2 x 5,5 W.
Avance et retour rapide .... **390 F**

PROMOTION AUTORADIO K7



PO-GO-FM stéréo K7 stéréo .... **540 F**

AUTORADIO «VOXSON»

Sans précédent : la musique à bas prix...

• PROMO •



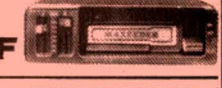
PO-GO. 3 stations préréglées. Lecteur de cartouche 8 pistes 2 x 5 W stéréo.
Prix .... **99 F**

• ADAPTATEUR de K7 stéréo pour lecteur de cartouche 8 pistes .... **199 F**

AUTO RADIO

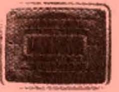
PO-GO-OC-FM
PROMO .... **240 F**

LECTEUR DE K7 STEREO



2 x 6 W
PROMO **179 F**

• HAUT-PARLEUR • EN COFFRET AVEC AMPLIFICATEUR



2 entrées : 4 Ω. Puissance : 6 W. B.P. 45 à 20000 Hz. Alim. : 12 V. Négatif à la masse.
Prix .... **50 F**

Haut-parleur pour voiture
Prix .... **30 F**

REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION



Spécial TELE-COULEUR
200 VA
Entr. 110, sort. 110
Entr. 220, sort 220
Super affaire.
PROMO .... **520 F**

PROGRAMMATEURS 3500 W - 220 V



Programmation sur 24 heures
Prix .... **130 F**

Programmation sur 7 jours
Prix .... **160 F**

RADIO COMPTOIR ELECTRIQUE

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94 quai de la Loire, 75019 Paris. Tél. 205.03.81. 205.05.95
Métro : Crimée

41 bis, quai de la Loire (face au 90) Angle 157 rue Crimée, 75019 Paris
245, rue du Fg St-Martin, 75010 Paris. Tél. 607.47.88. M° Jaurès - Louis Blanc.
Zone Indust. 1387 route de Gratadis. 83530 AGAY - Tél. (94) 82.83.06.

• CONDITIONS SPECIALES POUR LES PROFESSIONNELS • PARKING DANS LA COUR

HP 11.84

Sélection de chaines HIFI







CHAINE MARANTZ 630

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **MARANTZ PM 630,**
– un tuner **MARANTZ ST 430L,**
– un magnétocassette **MARANTZ SD 230,**
– une table de lecture **DUAL CS 514,**
– deux enceintes acoustiques **MARANTZ LD 100.**

L'amplificateur MARANTZ PM 630 :
Puissance : 2 × 55 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,03 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,03 %.
Rapport signal/bruit : phono : 85 dB ; aux. : 90 dB.
Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz ± 0,5 dB.

Le tuner MARANTZ ST 430L :
Gammes d'ondes : PO, GO, FM.
Sensibilité FM : 0,7 μV.
Rapport signal/bruit : 70 dB (mono).

Le magnétocassette MARANTZ SD 230 :
Bandes acceptées : normal, CrO_2, métal.
Rapport signal/bruit : 65 dB avec Dolby.
Pleurage et scintillement : 0,15 % DIN (pondéré).

La table de lecture DUAL CS 514 :
Platine semi-automatique à entraînement par courroie.
Pleurage et scintillement : 0,08 %.
Rapport signal/bruit : 68 dB (pondéré).

L'enceinte acoustique MARANTZ LD 100 :
Puissance max. : 150 W.
Réponse en fréquence : 20 à 22 000 Hz.
Sensibilité : 90 dB/1 W/1 m.
Impédance : 8 Ω.

CHAINE PIONEER 301

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **PIONEER SA 301,**
– un tuner **PIONEER TX 950L,**
– un magnétocassette **PIONEER CT 301,**
– une table de lecture **DUAL CS 514,**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS 340.**

L'amplificateur PIONEER SA 301 :
Puissance : 2 × 41 W/8Ω.
Distorsion harmonique : 0,2 %.
Réponse en fréquence phono : 30 à 20 000 Hz (± 0,5 dB).
Rapport signal/bruit : phono : 72 dB ; aux. : 97 dB.

Le tuner PIONEER TX 950L :
Synthétiseur numérique à quartz.
Gammes d'ondes : PO, GO, FM.
Sensibilité FM : 0,8 μV (mono).
Sélectivité : 67 dB.

Le magnétocassette PIONEER CT 301 :
Bandes acceptées : normale, CrO_2, métal.
Pleurage et scintillement : 0,06 %.
Réponse en fréquence : 35 à 15 000 Hz (métal).
Rapport signal/bruit : 67 dB (avec Dolby B).

La table de lecture DUAL CS 514 :
(Voir chaîne MARANTZ 630).

CHAINE PIONEER SA 950

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **PIONEER SA 950,**
– un tuner **PIONEER TX 950L,**
– un magnétocassette **PIONEER CT 301,**
– une table de lecture **DUAL CS 514,**
– deux enceintes acoustiques **SIARE CLUB 80.**

L'amplificateur PIONEER SA 950 :
Puissance : 2 × 98 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,009 %.
Réponse en fréquence phono : 20 à 20 000 Hz ± 0,2 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 75 dB ; aux. : 88 dB (DIN).

Le magnétocassette PIONEER CT 301 :
(Voir chaîne PIONEER SA 301).

La table de lecture DUAL CS 514 :
(Voir chaîne MARANTZ 630).

L'enceinte acoustique SIARE CLUB 80 :
Puissance max. : 150 W.
Puissance nominale : 80 W.
Sensibilité : 92 dB/1 W/1 m.
Bande passante : 70 à 20 000 Hz.
Impédance : 4/8 Ω.

CHAINE PIONEER A 60

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **PIONEER A 60,**
– une table de lecture **AKAI APQ 310,**
– deux enceintes acoustiques **3A-A 380 DIGITALE.**

L'amplificateur PIONEER A 60 :
Puissance : 2 × 100 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,007 %.
Réponse en fréquence phono : 20 à 20 000 Hz ± 0,2 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 74 dB ; aux. : 88 dB (DIN).

La table de lecture AKAI APQ 310 :
Platine tourne-disque automatique à entraînement direct.
Fluctuations : 0,04 %.
Rapport signal/bruit : 78 dB.

L'enceinte acoustique 3A-A 380 DIGITALE :
Puissance : 80 W.
Impédance : 8 Ω.
Bande passante : 30 à 25 000 Hz.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.

HAUT-PARLEURS

ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

(Suite voir N° 1709)

III.4 – Châssis

On demande à ce dernier d'assurer l'assemblage et le positionnement précis des différentes pièces constitutives (fig. 40). La principale qualité recherchée est donc la rigidité.

Trois techniques se partagent la faveur des fabricants :
– châssis en tôle emboutie, en principe plus économiques et réservés aux modèles de grande diffusion ;
– châssis en alliage coulé, donc très robustes et conseillés pour modèles professionnels et de grand diamètre. Cette technologie permet d'échancrer largement la partie arrière du haut-parleur, diminuant ainsi la surface s'opposant au libre parcours de l'onde arrière. Cette particularité est recherchée pour les haut-parleurs « medium » dont la réponse est sensible aux échos proches ;
– châssis en polymère injecté qui allie grande précision et faible déformation du champ magnétique tout en facilitant l'insertion automatique de picots.

III.5 – Les haut-parleurs multiples

La difficulté de couvrir le spectre audible avec une seule membrane a incité de nombreux fabricants à étudier des combinaisons réunissant :
– soit deux moteurs électrodynamiques indépendants, l'un spécialisé dans le grave, l'autre dans l'aigu, dans un dispositif coaxial (fig. 41) ; voire même trois moteurs comme indiqué par la figure 42 ;
– soit deux membranes actionnées par une bobine mobile unique (fig. 43), la version la plus classique étant la membrane composite à cône d'aigu ;
– soit deux membranes à bobines mobiles plus ou moins indépendantes, souvent avec liaison élastique entre les deux (fig. 44), de façon à favoriser le registre aigu contrôlé par une bobine de masse réduite située très près de la base du cône, tout en bénéficiant des avantages d'une bobine longue aux basses fréquences.

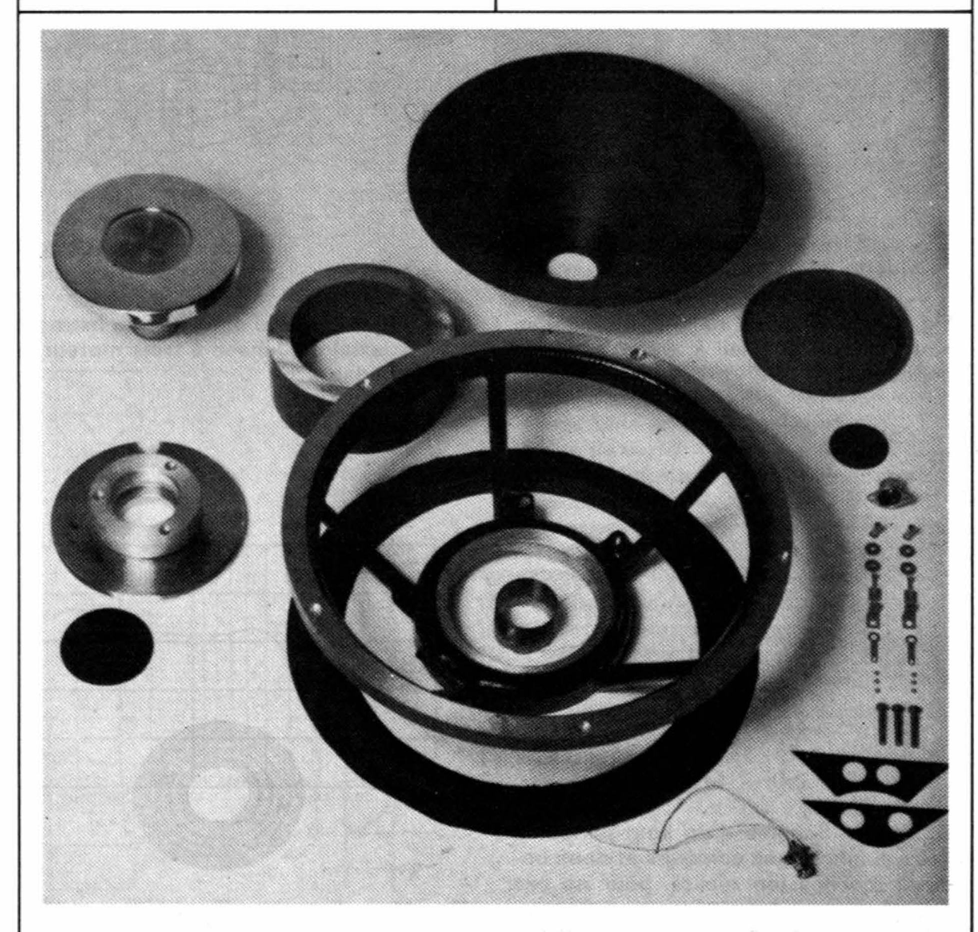


Fig. 40. – Vue d'ensemble des pièces constitutives d'un haut-parleur de grand diamètre (fabrication G. Cabasse).

Ces solutions prétendent remplacer le haut-parleur à large bande dont la membrane unique subit toutefois des traitements qui l'assimilent à un pseudo-coaxial :
– traitement assouplissant à la périphérie avec corrugations permettant un fractionnement de la membrane suivant la bande de fréquence à privilégier ;
– traitement durcissant pour la partie centrale avec amincissement ;
– choix d'un dôme-noyau en aluminium jouant le rôle de calotte émettrice telle un tweeter à dôme bossage pour favoriser la diffraction des ondes émises par le dôme central.

De tels haut-parleurs à large bande, dont l'ancêtre fut probablement le célèbre « accordion edge » de RCA (1935), ont eu leur heure de succès jusqu'à la mise au point de haut-parleurs spécialisés dont le coût global reste généralement plus faible.

Beaucoup de modèles coaxiaux qui firent la réputation de grandes marques ont aujourd'hui disparu des catalogues [14].

On leur reprochait notamment :
– un prix élevé ;
– un son agressif lié probablement à des distorsions de l'élément aigu mis en résonance par les ondes sonores de l'élément grave ;
– une réponse tourmentée dans le registre médium due à des interférences produites par le haut-parleur aigu faisant obstacle aux ondes émises par l'élément grave, sinon due à l'impossibilité de raccorder parfaitement les réponses de chaque moteur avec des filtres d'aiguillage simplifiés comme le montre la figure 45.

A leur avantage, on peut noter :
– l'absence de dissociation sonore sur la parole,
– la compacité pour usage en sonorisation.

Les exigences de la haute fidélité et l'abaissement constant des coûts de production ont finalement imposé, pour l'usage domestique, le recours à des éléments spécialisés. Même la solution à cône d'aigu a reculé, sauf pour les applications où compacité et légèreté sont des qualités fondamentales (montage sur véhicules, sonori-

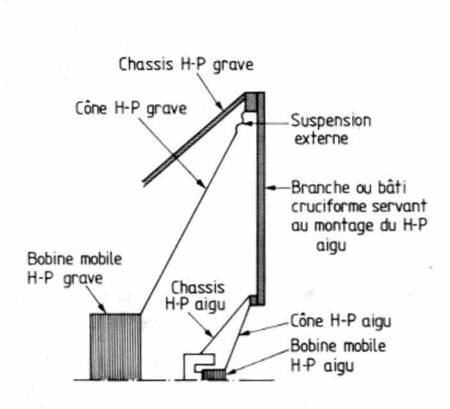


Fig. 41. – Principe de réalisation d'un haut-parleur coaxial à moteurs indépendants.

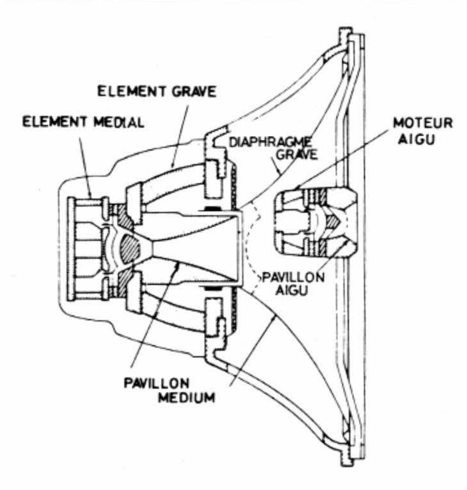


Fig. 42. – Vue en coupe du haut-parleur triaxial de Jensen à trois moteurs indépendants.

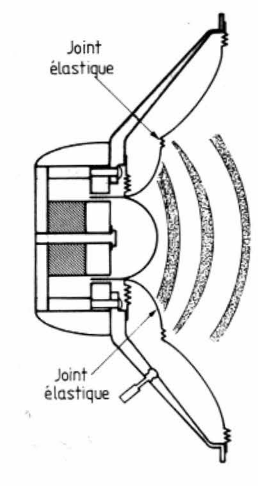


Fig. 43. – Haut-parleur à 2 membranes couplées élastiquement (réalisation Altec-Lansing).

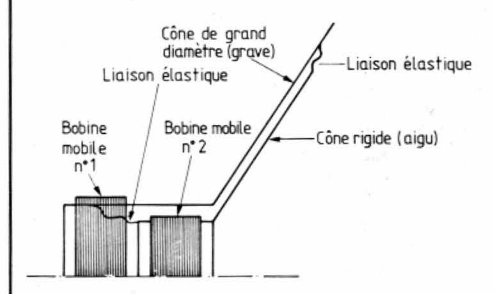


Fig. 44. – Schéma d'un haut-parleur à deux diaphragmes coniques et deux bobines mobiles (en réalité, pour ne pas augmenter par trop de largeur d'entrefer, le jeu entre les deux bobines mobiles est très faible).

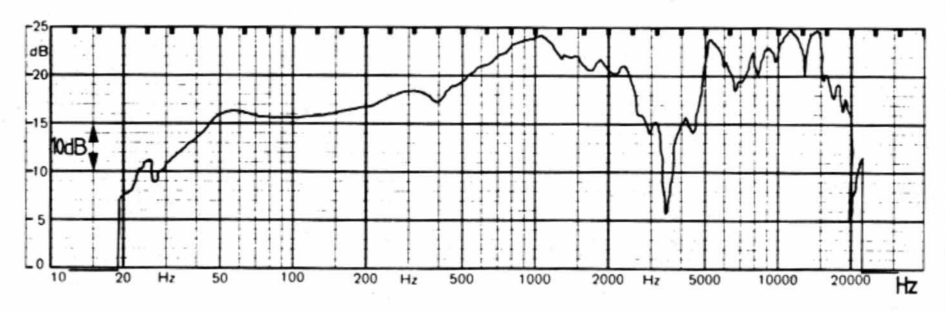


Fig. 45. – Exemple d'interférences produites par un assemblage coaxial à deux moteurs et trois membranes (les fréquences d'aiguillage sont 1 500 Hz et 4 500 Hz).

sation à sources multiples). Un tel assemblage, sauf s'il est parfaitement contrôlé (collage à chaud par exemple), est rarement exempt de vibrations parasites qui dissocient par déphasage la réponse de la membrane-relais de celle du diaphragme principal au voisinage de la fréquence de coupure du cône d'aigu. Toutefois, ce type de haut-parleur utilisé en solo est encore très apprécié en sonorisation.

III.6 – Les haut-parleurs spécialisés

Les impératifs de la restitution sonore à large bande ayant, dès les années cinquante, imposé le fractionnement du spectre en 2 ou 3 canaux spécialisés, il a été possible de mieux adapter le profil et le matériau à la bande de fréquence à restituer :
– diaphragmes coniques en papier épais ou composites (polystyrène + aluminium) ou métalliques (nickel poreux, aluminium) pour élément grave ;
– diaphragmes minces exponentiels ou à dômes pour les fréquences moyennes (papier pressé, aluminium, plastique) ;
– diaphragmes coniques ou à dômes pour les fréquences élevées (masse comprise entre 200 et 500 mg et fréquences de résonance comprises entre 400 Hz et 1 500 Hz).

III.6.1 – Les haut-parleurs de grave (boomers)

Leur technologie répond en général au modèle classique décrit précédemment (fig. 39), avec :
– membrane conique ou curviligne ;
– fréquence de résonance comprise entre 15 et 40 Hz ;
– suspension externe souple autorisant de grands déplacements de l'équipage mobile ;
– anneau de contrôle de masse pour fixer avec précision la fréquence de résonance (certains fabricants rajoutent une masse additionnelle au dôme cache-noyau, sous forme de mastic) ;
– bobine longue et de grand diamètre pour meilleure dissipation thermique ;
– matériaux de membranes à fibres longues, à sandwich polystyrène + aluminium en structure plane (KEF) ou conique (LEAK) ;
– aimant surpuissant compensant l'alourdissement de la membrane.

Cette dernière particularité conduit généralement, pour les grands diamè-

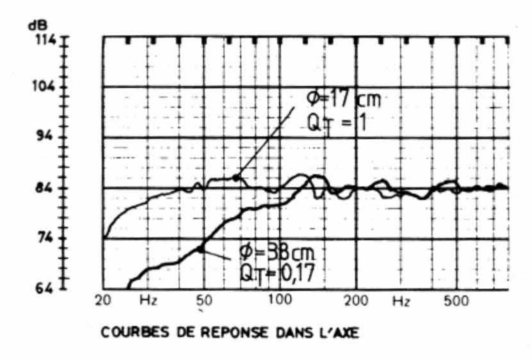


Fig. 46. – Courbes de réponse dans l'axe sur baffle normalisé CEI de deux haut-parleurs ayant même fréquence de résonance mais de diamètres et d'amortissement différents.

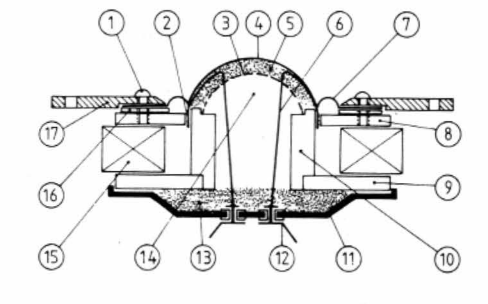


Fig. 47. – Vue en coupe d'un haut-parleur médium à dôme (∅ = 5 cm). (Réalisation : 3A.)

1. **Vis de fixation de la face sur l'aimant.**
2. **Bobine mobile-entrefer.**
3. **Grille d'amortissement.**
4. **Membrane en tissu imprègné.**
5. **Laine de verre.**
6. **Fils de liaison de la bobine aux cosses.**
7. **Suspension périphérique.**
8. **Plaque de champ avant (fer doux).**
9. **Plaque de champ arrière (fer doux).**
10. **Noyau (fer doux).**
11. **Capot fermant la cavité.**
12. **Cosses de sortie.**
13. **Laine de verre d'amortissement de la cavité.**
14. **Cavité.**
15. **Aimant ferrite.**
16. **Joint d'étanchéité.**
17. **Face avant.**

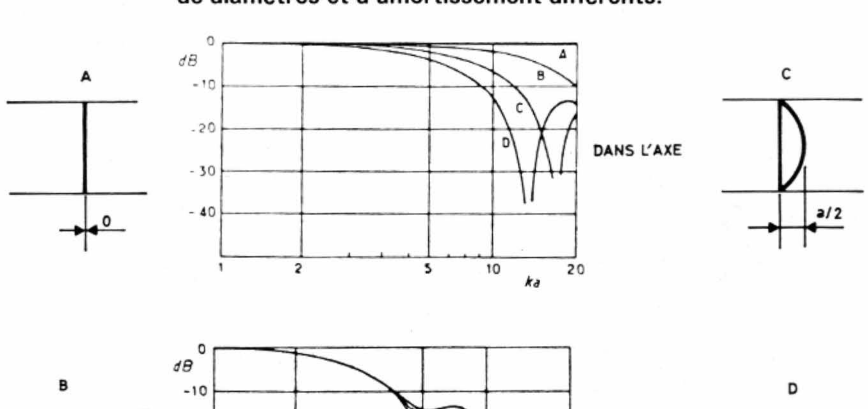


Fig. 48. – Réponses comparées de quatre membranes dont trois à profil sphériques (la grandeur portée en abscisse est $k_a = 2\pi a/\lambda$.)

tres (24 cm à 70 cm), à un suramortissement qui défavorise la réponse aux basses fréquences (Q_T inférieur à 0,5, voir figure 5). Ce point est confirmé par la comparaison des réponses en pression acoustique de deux haut-parleurs de 17 cm et 38 cm ayant même fréquence de résonance (26 ± 3 Hz), mais possédant respectivement pour terme d'amortissement $Q_T = 1$ et $Q_T = 0,17$ (fig. 46). On retrouve ainsi l'influence prépondérante du terme $(Bl)^2/Re$, déjà mentionnée (cf. tableau II), et qui sera explicitée complètement dans le chapitre consacré aux enceintes.

L'analyse du comportement d'un haut-parleur grave ne sera pas poursuivie plus avant ici, étant entendu que les résultats dépendent de la combinaison haut-parleur + enceinte.

III.6.2 – Les haut-parleurs de médium/aigu

La technologie des haut-parleurs classiques à cônes réservés au registre médium/aigu ne diffère pas fondamentalement de celle des modèles « grave », les caractéristiques dominantes étant un diamètre faible (rarement plus de 17 cm), cône peu profond pour éviter la mise en résonance du volume d'air inclus dans l'angle solide défini par le contour de la membrane, une fréquence de résonance assez élevée (jusqu'à 100 Hz), un équipage allégé (bobine à 1 couche, fil aluminium).

Pour les modèles à grand diamètre, l'adoption d'un noyau de diffraction placé au lieu et place du dôme cache-noyau habituel constitue un remède efficace contre une directivité accusée et contre des focalisations excessives (responsables d'oppositions de phase dans une zone critique pour l'audition).

Pour les haut-parleurs d'aigu (tweeters), les constructeurs ne se contentent pas de diminuer le diamètre de la membrane (jusqu'à 3,5 cm de diamètre). Ils l'allègent au maximum en choisissant l'aluminium sous faible épaisseur (50 μ), sinon en remplaçant le dôme central au papier par un dôme métallique (titane, aluminium).

Certains modèles sont livrés avec capot arrière qui simplifie la réalisation des enceintes multicanaux, en protégeant l'élément médial ou aigu contre les interférences.

Aujourd'hui, ces modèles à cônes sont de plus en plus remplacés par des modèles à dôme, sans qu'on puisse parler toutefois d'une véritable innovation, puisqu'une première réalisation a été citée tout de suite après la guerre de 1914-1918. Il s'agit en fait d'un haut-parleur classique auquel on a réduit la membrane au seul dôme cache-noyau (fig. 47). On évite ainsi trois grands défauts :

– résonances secondaires de membrane. Ici les dimensions faibles procurent une grande rigidité qui permet d'approcher un fonctionnement réel en piston tout en autorisant des déplacements importants ;

– résonances de suspension périphérique (absence d'échos) ;

– directivité du rayonnement acoustique se traduisant par une chute de rendement en dehors de l'axe. Cet effet affecte surtout les fréquences élevées et rend difficile la mise en phase des membranes dans les systèmes à plusieurs haut-parleurs.

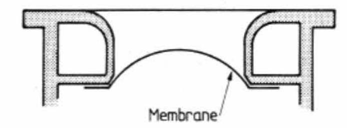
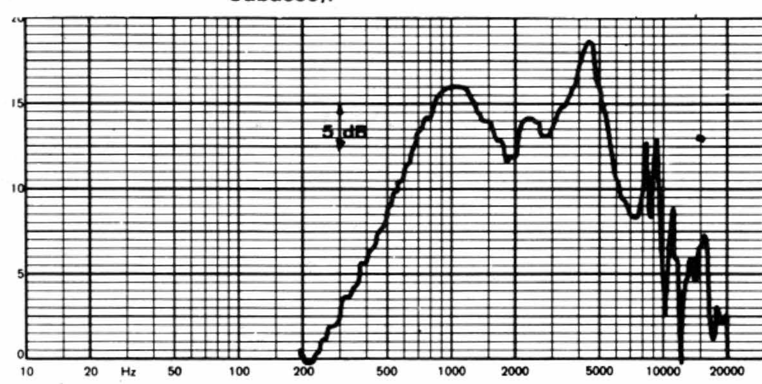
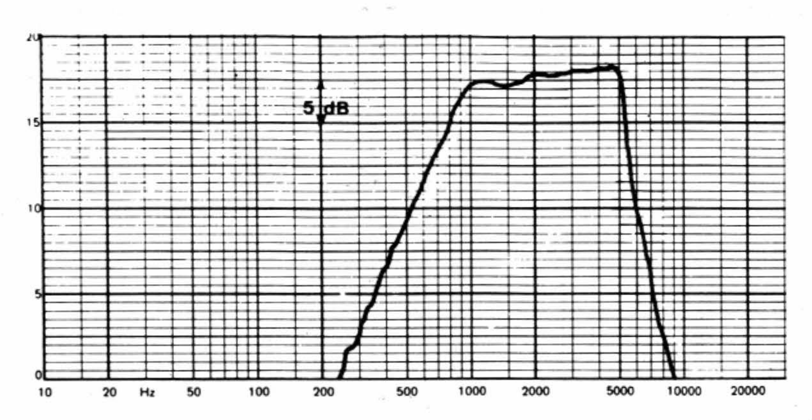


Fig. 49. – Vue en coupe d'un adaptateur d'impédance de rayonnement pour un haut-parleur à dôme (document : Cabasse).



sans adaptateur d'impédance.



avec adaptateur d'impédance.

Fig. 50. – Influence de l'adaptateur de la figure 49 sur la réponse acoustique d'un haut-parleur à dôme de 2,6 cm de diamètre utile.

Il ne faut cependant pas attendre des profils hémisphériques des vertus particulières, comme en témoignent les résultats théoriques de J.-M. Kates [15], où il apparaît que le dôme n'est avantageux qu'aux fréquences très élevées et hors de l'axe, la réponse dans l'axe étant plutôt favorable aux disques plats (voir fig. 48). On ne peut, en effet, éviter des interférences dues au décalage des ondes émises par les différentes surfaces élémentaires de la calotte.

Compte tenu de la faible surface émissive, un rendement correct n'est obtenu qu'avec un aimant surdimensionné (en faisant appel notamment aux ferrites dopés au strontium ou au baryum) et une fréquence de résonance élevée (jusqu'à 1 600 Hz) qui rend critique le choix de la fréquence d'aiguillage dans les systèmes à deux voies. On peut toutefois améliorer le rendement en dotant le haut-parleur d'une amorce de pavillon jouant le rôle d'adaptateur d'impédance susceptible d'améliorer la réponse, tout en minimisant les effets de diffraction sur les obstacles proches (parois du baffle).

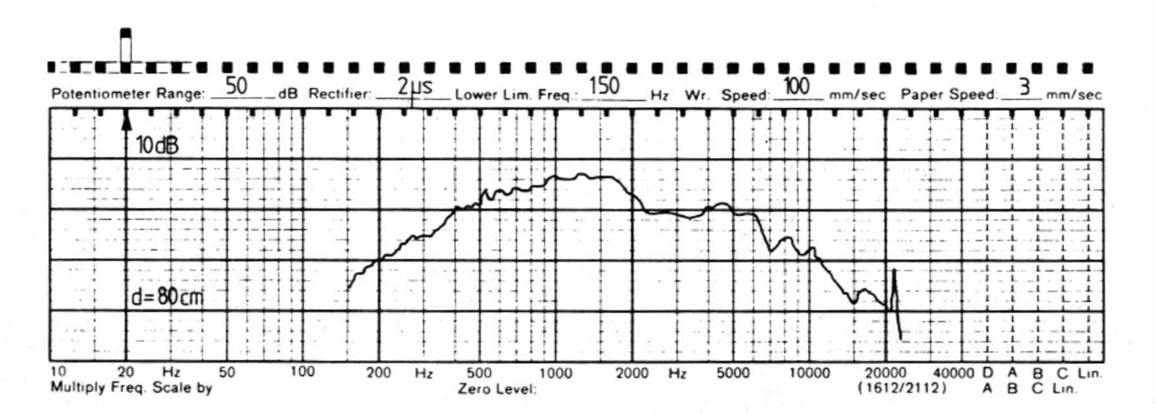
Un exemple de profil optimisé est visible sur la figure 49.

La figure 50 confirme les avantages ainsi obtenus :
– meilleure régularité en bande passante ;
– meilleur rendement ;
– pente d'atténuation rapide à la coupure inférieure, qui diminue les interférences dans les zones de recouvrement entre plusieurs membranes.

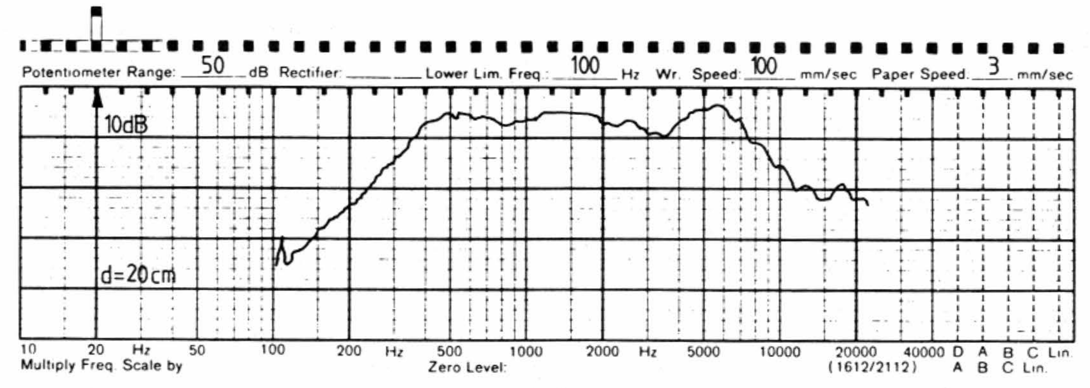
Dans un tel projet mécanique, sont particulièrement critiques :
– le volume de la cavité arrière qui fixe à la fois la fréquence de résonance et le coefficient d'amortissement de la suspension (effet d'enceinte close) ;
– le matériau constituant le dôme (son épaisseur, son traitement).

Sur le premier point, un compromis est recherché entre réponse transitoire (Q critique) et rendement, lequel dépend de la fréquence de résonance. Comme dans les enceintes acoustiques closes, on amortit le volume retenu par du coton ou de la laine de verre.

Le deuxième point fait appel à l'expérience pour obtenir une bonne rigidité et une faible masse qui conduisent à choisir des matériaux à grande vitesse de propagation dans le mode longitudinal. Certains fabricants choisissent des métaux (beryllium, titane, aluminium) qui ont un rapport E/ρ favorable, mais à faible amortissement intrinsèque souvent à l'origine d'une sonorité métallique. D'autres préfèrent, soit une résine époxyde ou polycarbonate, soit un tissu polyester imprégné, éventuellement armé



Prototype 001 : Tissu polyester (75 g/m²) – bobine : 2 couches 20/100 – Cavité de 55 cm³ (f_R = 320 Hz – Q = 1,46).



Prototype 007 : Tissu tergal bakélisé (90 g/m²) – bobine : 2 couches de fil thermoadhérent 14/100 – Cavité de 43 cm³ – (f_R = 450 Hz – Q = 1,04).

Fig. 51. – Résultats de mesure de deux prototypes de haut-parleur médium à dôme (d = distance microphone/haut-parleur).

(taffetas), soit encore des complexes associant par exemple tergal ou coton + apprêt à base de bakélite + enduction de latex de butyle. Pour illustrer le long travail de laboratoire que représente une telle mise au point, nous avons rassemblé dans la figure 51 les résultats de mesure de deux prototypes correspondant au projet mécanique décrit par la figure 47. On notera que le prototype 001 ne fonctionne en piston que jusqu'à 2000 Hz avec un tissu insuffisamment rigide et ne possède pas un amortissement correct. Le prototype 007 présente une réponse proche de l'optimum avec une fréquence de résonance pas trop élevée pour un amortissement amélioré, après changement du matériau constituant le dôme et modification du diamètre du fil et du volume de la cavité arrière.

Pour de tels haut-parleurs destinés à reproduire des régimes transitoires rapides, on recherche des temps de montée brefs et un minimum de traînage. Ceci justifie une caractérisation en régime impulsionnel.

III.6.3 – Haut-parleurs passifs

Il s'agit de haut-parleurs « Grave » classiques dont on a éliminé le moteur. Ceux-ci se trouvent réduits par conséquent à un simple équipage mobile susceptible d'être couplé pneumatiquement à un haut-parleur actif pour former un système à double résonateur à large bande. La théorie qui en sera faite au chapitre des enceintes à évent indique la nécessité de doter la suspension d'une fréquence de résonance très basse au plus égale à celle du haut-parleur actif, par exemple 15 Hz pour un diamètre de 31 cm. Ceci peut être obtenu simplement en surchargeant par un mastic épais la membrane traditionnelle, en faisant l'économie de l'aimant. On peut toutefois partir d'un haut-parleur classique dont on court-circuite plus ou moins la bobine mobile afin d'ajuster l'amortissement. (A suivre.)

P. LOYEZ

Bibliographie du chapitre III

[6] J. THURIN : Electricité Générale, éditions Eyrolles (1965), chapitre VII (Le magnétisme).
[7] F. BROUCHIER : Théorie élémentaire du haut-parleur électrodynamique (édition privée assurée par l'auteur).
[8] G. PENKOV : Le régime thermique des haut-parleurs, Revue du Son n° 241 (mai 1973) p. 58 à 60.
[9] W. BOTTENBERG, L. MELILO, K. RAJ : The Dependence of Loudspeaker Design Parameters on the Properties of Magnetic Fluids, J.A.E.S. vol. 28 n° 1/2 (janv./fév. 80).
[10] Dr. ANTONIN MILCAK : Optimizing the mechanical properties of paper for loudspeaker cones, Tesla Electronics, 1/76 (vol. 9).
[11] GOLDBERG J.-E. : Axisymmetric Oscillations of Conical Shells, Proc. of the IXth International Congress of Applied Mechanics, Brussels, 1956.
[12] F.-W. RAVENHALL and A.K. SOM : Some recent observations on Chladni's figures, Acustica, vol. 29 (1973).
[13] D.A. BARLOW : Rigidity for Loudspeaker Diaphragms, Wireless World, déc. 1958, p. 564 à 569.
[14] R. LAFAURIE : Haut-parleurs coaxiaux, Revue du Son n° 21 et 22 (janv./fév. 1955).
[15] J.-M. KATES : Radiation from a dome, J. Audio Eng. Soc., vol. 24 n° 9, p. 735 à 737.

Bloc-notes

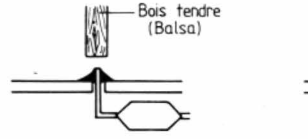
RECUPERATION DES CIRCUITS INTEGRES

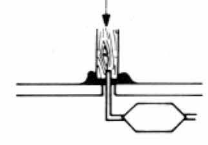
Nous avons abordé plusieurs fois ce problème dans les colonnes du HP. Le principe de récupération que nous vous proposons ici peut être utilisé dans différents cas, en dépannage, en récupération sur de vieux montages, etc. Cette méthode permet de récupérer un circuit intégré dans son intégralité, sans abîmer ses pattes ni le circuit imprimé. On connaît les méthodes traditionnelles comme la pompe à dessouder ou la tresse à capillarité, la pompe à dessouder permet d'enlever le gros de la soudure mais il en reste souvent suffisamment pour que le composant tienne en place. La tresse à dessouder, assez pratique, demande un apport de chaleur non négligeable, elle est relativement chère et complètera l'action d'une pompe.

Notre méthode, expérimentée de multiples fois, ne concerne que les démontages sur des circuits imprimés simple face ou sans trous métallisés.

Pour cette opération, il faut se munir d'un morceau de balsa, pris, par exemple, dans une planche de 20/10es. On se taille un petit bâton de la section d'une allumette.

On chauffe la soudure à l'aide d'un fer et on enfile l'extrémité de ce petit bâton sur la broche à dessouder. La soudure s'écarte alors de la broche et reste à proximité, prête éventuellement à resservir. On recommence l'opération sur toutes les broches en rénovant, si nécessaire, l'extrémité de « l'outil ».





Compte tenu de la nature de l'outil, il n'est pas nécessaire d'apporter beaucoup de calories, le bâtonnet ne refroidissant pratiquement pas la soudure fondue.

Il restera alors à tirer sur le circuit intégré afin de l'extraire. On devra peut être forcer un peu, il peut en effet rester de la soudure entre le circuit et les broches. Refaire éventuellement l'opération et surtout ne surchauffez pas les circuits imprimés et intégrés !

E.L.

UNE INDIVIDUALITE PEU COMMUNE

Bob Carver, vous connaissez ? Peut-être, car on parlait beaucoup de ses conceptions révolutionnaires, il y a une dizaine d'années. A coup sûr, un curieux personnage, aux multiples facettes. A la fois électronicien de grande classe, peut-être même technologiquement génial (au plein sens du terme, avant que notre passion contemporaine du superlatif ne le déclasse) ; mais aussi, extraordinaire batteur d'estrade, d'une époustouflante virtuosité verbale, excellent dans l'art de faire mousser son « génie » avec un magistral déploiement d'arguments, qui mêlent l'attrait du mystère aux charmes d'une obscurité traversée de lueurs fugitives, et, enfin, mais ce sont propos de mauvaises langues, flambeur impénitent.

Pour nous Européens, l'histoire de Bob Carver commence en 1972 avec la création de la « Phase Linear Corporation », dont il est à la fois président et directeur des recherches, laquelle se met immédiatement en vedette par la commercialisation d'un amplificateur de 700 W (350 W canal, sur 8 Ω) qui fit beaucoup de bruit à l'époque ! Bob Carver présenta lui-même ce monstre (à peine assez puissant) dans un magnifique article de six pages, publié par « Audio » (février 1972), où il s'égale modestement au chevalier Gallahad, dans sa quête du Saint-Graal, tant les finesses d'un roulement de tambour, ou le tonnerre d'une pédale d'orgue, approchent chez lui le ravissement mystique. Par bonté d'âme, il espérait aussi initier les chauves-souris aux charmes supersoniques de notre musique. Pas la moindre exagération, tout cela se lit au début de son magistral article, où l'on analyse ensuite les défauts des concurrents, et là, il mise très juste en s'en prenant aux distorsions introduites par les circuits, protégeant les transistors de puissance à l'égard des courts-circuits ; discute ensuite, fort congrûment, des mérites respectifs des alimentations régulées ou non régulées (pour conclure en faveur des secondes). Finalement, après une analyse des pointes de modulation, déduit que 350 W par canal (soit 700 W, les deux simultanément activés) semblent un minimum, pour l'accès au nirvana. Bien entendu, cela exigeait alors 12 transistors de puissance par canal (6, en parallèle, dans chaque branche du push-pull terminal) et il fallait, pour concilier courant de repos et insignifiante distorsion de croisement, un nouveau circuit de polarisation, lequel, comme par hasard, relevait de l'âge spatial et de conceptions dérivées des circuits intégrés.

En vérité, il s'agissait d'un amplificateur assez classique aux premiers étages bien conçus, dont les premiers transistors de puissance de chaque paire travaillaient en classe AB (courant de repos largement calculé) ; les dix autres, utilisés en vraie classe B et courant de repos nul, sont progressivement débloqués par les premiers, dès que leur tension d'émetteur est suffisante. A faible puissance, les premiers transistors alimentent les haut-parleurs, puis les bases des transistors de complément. Une bonne rétroaction régularisait le tout ; car on ne peut obtenir une caractéristique de transfert rectiligne dans ces conditions, et l'on annonçait 100 kHz de bande passante pour 1 W ; distorsion par harmonique ou intermodulation inférieure à 0,01 % ; 1,6 µs de temps de montée, et coefficient d'amortissement supérieur à 1 000 à 20 Hz. Ces performances étaient fort bien tenues (la distorsion d'intermodulation transitoire n'avait pas encore été inventée). Ce fut un amplificateur très estimé, bien que dangereux ; beaucoup de haut-parleurs en souffrirent (il était risqué d'exciter avec le doigt la pointe du phonolecteur).

Etait-ce vraiment une nouveauté ? C'est douteux. Je conserve souvenir du schéma d'un amplificateur plus modeste publié dans « Funkschau » auparavant, où une première paire de transistors, en classe AB, débloquait opportunément une deuxième paire, sans courant de repos ; d'ailleurs, il y avait eu, en 1967, le « Stéréo 120 » de « Dynaco » (David Hafler) exploitant plus modestement le même artifice (une paire d'éléments de petite puissance, commandant la paire finale, initialement bloquée).

« Phase Linear », comme tout le laissait augurer, ne commercialisa pas d'amplificateur plus puissant et revint sagement à des modèles de 400 et 200 W, qui se vendirent très bien. Il faut reconnaître, aussi, que « Phase Linear » fut copié par de très nombreux constructeurs (le watt économique, moins de 1 dollar, étant à l'honneur).

Entre temps, Bob Carver avait conçu un préamplificateur « holographique », dont les idées directrices ne furent jamais claires. Il était très coûteux, et ses mérites ne suscitèrent pas tellement d'enthousiasme (Bob Carver y croit toujours, car il y est revenu, récemment).

Après une brillante carrière, « Phase Linear » déclina (on prétendit que les talents de flambeur de son président n'y furent pas entièrement étranger) ; bref, Bob Carver semble avoir été démissionné. « Phase Linear » fit l'objet de plusieurs tractations, et l'on n'en parle plus tellement ; mais Bob Carver reste en piste. Il a très bien su reconquérir la vedette (ses conceptions sont contestées, mais son génie inventif a peut-être mis en lumière des idées intéressantes).

Bob Carver, que l'on avait un peu oublié, fonda sa propre entreprise (« Carver Corporation », et frappa un grand coup, en 1979, au CES à Las Vegas, avec un appareil révolutionnaire, baptisé « Magnetic Field Amplifier », se présentant sous la forme d'un boîtier cubique (on le nomme souvent « The Cube »), tenu aisément d'une seule main (17 cm de côté), pesant aux alentours de 4,5 kg et capable de 200 W par canal, qui serait vendu aux alentours de 400 dollars. D'après la présentation de Len Feldman, spécialiste audio de « Radio-Electronics » (avril 1979) : « Une nouvelle conception électronique autorisait la construction d'un amplificateur audio, léger et puissant, supprimant le transformateur d'alimentation, les gros condensateurs de filtrage et beaucoup d'autres composants (tels dissipateurs thermiques) coûteux, lourds et encombrants. » De quoi rêver !

Un amplificateur magnétique aux audio fréquences laissait pantois, et d'ailleurs Bob Carver se surpassa en cette occasion. L'article de Len Feldman est un modèle du genre. Il recopie la prose de Bob Carver, dont il ne comprend certainement pas un traître mot, accompagnée de schémas aussi obscurs que leurs explications (?). Le cœur du montage serait une sorte de transformateur spécialement conçu, baptisé « cavité magnétique » (?), dont était exploitée l'énergie, libérée durant l'extinction du champ magnétique plutôt que durant son établissement.

Habitué aux facéties techniques de « Radio-Electronics », à l'occasion du numéro d'avril, j'avoue avoir pensé (je ne fus pas le seul) que ce devait être la blague de l'année ; mais ces blagues sont invariablement signées « Dr Mohamed Ulysse Socrate Fips » ; Len Feldman a une réputation de sérieux, et il paraissait douteux que Bob Carver eût prêté son nom à une galéjade. Il ne restait qu'à voir venir, d'autant que les premiers exemplaires démontrés souffraient d'une bande passante limitée, exigeant quelques retouches. D'autre part, si l'on pouvait admettre aux USA (secteur 117 V) l'absence de transformateur d'alimentation, il paraissait douteux que nos réglements de sécurité soient aussi tolérants.

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 07.14 : M. Ahmed EL-HANI, 87 LIMOGES, recherche un schéma de montage pour un « fondu enchaîné ».

Nous vous avions répondu directement, mais notre courrier nous a été retourné avec la mention « N'habite pas à l'adresse indiquée ». Voici donc l'essentiel de notre réponse :

Nous avons effectivement publié de très nombreux montages de « fondus enchaînés » dans nos diverses publications et nous vous conseillons dans cet ordre d'idée de bien vouloir consulter les revues suivantes :

« Haut-Parleur » numéros 1608 (p. 40), 1610 (p. 100), 1614 (p. 172) et 1628 (p. 169).

« Electronique Pratique » numéros 14 (p. 111), 23 (p. 169), 50 (p. 82) et 56 (p. 75/110).

●

R – 08.01 : M. Fernand BERGER, 13, MARSEILLE, sollicite des renseignements complémentaires :

1° concernant l'interconnexion de différents appareils BF ;

2° sur l'utilisation des décibels ;

3° sur les mini-synthétiseurs décrits dans les numéros 36 et 48 de la revue Electronique Pratique.

1° Dans l'interconnexion des divers appareils ou dispositifs BF, il n'est qu'une règle que nous avons répétée à maintes reprises ; nous vous la rappelons une fois encore :

a) l'appareil qui précède doit être susceptible de délivrer une tension **moyenne** BF sur l'impédance considérée au moins égale (ou du même ordre) à la tension moyenne BF de l'appareil faisant suite ;

b) l'impédance de sortie de l'appareil qui précède doit être **égale** ou **inférieure** à l'impédance d'entrée de l'appareil faisant suite (mais jamais supérieure).

2° Pour l'interprétation et l'utilisation des décibels, veuillez vous reporter à un ouvrage tel que COURS MODERNE DE RADIO-ELECTRONIQUE (pages 253 et suivantes) par exemple ; cet ouvrage est en vente à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

3° Le mini-synthétiseur décrit dans le n° 36 de Electronique Pratique (page 76) a fait l'objet du rectificatif suivant :

Sur le schéma de principe, les pattes 14 et 15 ont été inversées ; la résistance R_{20} ne figure pas dans la sortie 4 du circuit intégré, l'interrupteur K_1 portant l'ensemble au « moins », et non au « plus ».

La figure 6 fait apparaître une masse à côté du contacteur K_6 ; il s'agit en fait du blindage de la face avant, et non de l'alimentation négative comme on pourrait le croire.

Le condensateur C_{11} a pour valeur 470 μF/25 V ; quant à Cx, il se connecte sur les lignes d'alimentation en respectant évidemment les polarités.

Par contre, le synthétiseur décrit dans le n° 48 de la même revue, n'a fait l'objet d'aucun rectificatif. Veuillez donc vérifier votre montage (composants, câblages, etc.).

Qu'il s'agisse d'un montage ou de l'autre, il est tout à fait hors de question d'envisager leur alimentation à l'aide d'une pile 9 V ; la consommation est beaucoup trop importante ! L'alimentation par le secteur est indispensable.

●

RR – 08.02-F : M. Daniel RIOCREUX, 76, ELBEUF, nous demande :

1° le schéma d'un interphone HF « secteur » ;

2° des renseignements sur des transistors japonais.

1° Bien que peu répandus, les interphones HF existent, la liaison entre postes étant faite par courant HF porteur par l'intermédiaire des fils du secteur.

Nous pouvons vous indiquer les deux plus récentes descriptions publiées dans nos revues :

– l'une dans le Haut-Parleur n° 1577, page 175 ;

– l'autre dans Radio-Plans n° 376, page 85.

2 SA 496

2 SC 496

E C B

Fig. RR – 08.02

Certes, l'emploi d'interphone HF est commode puisque ne nécessitant pas l'installation d'une ligne de liaison ; mais ils présentent aussi parfois des inconvénients : auditions perturbatrices d'émissions-radio, réception de parasites, communications dont la discrétion n'est pas garantie (!), etc.

Enfin, pour votre information, sachez que le procédé de modulation FM n'est généralement pas celui qui est mis en œuvre parce que nécessitant une trop large bande de fréquences pour la transmission.

2° Il s'agit, en effet, des transistors 2SC 496 et 2 SA 496, l'un étant le complémentaire de l'autre (NPN pour le premier, PNP pour le second) et dont les caractéristiques essentielles maximales sont 40 V ; 0,8 A ; 5 W.

Correspondances européennes :

2SC 496 : BD 135, BD 165, BD 175, BD 223 et BD 437.

2SA 496 : BD 136, BD 166, BD 176, BD 234 et BD 438.

Brochage : voir figure RR-08.02.

●

RR – 08.03 : M. Yves DUCLOS, 83, TOULON, nous demande :

1° s'il existe un ouvrage qui soit un cours de télévision (noir et blanc, couleurs) ;

2° si les nouveaux « compact-disc » fonctionnent en stéréophonie.

1° Personnellement, nous n'avons pas connaissance de l'existence d'un ouvrage qui soit un véritable COURS de télévision ; cela a existé (il y a 10 à 15 ans) en plusieurs tomes, mais ils n'ont pas été réédités.

Nous pourrions cependant vous suggérer l'ouvrage « Dépannage - Mise au Point - Amélioration des Téléviseurs », 9e édition, 432 pages, en vente à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

En effet, pour pouvoir bien réparer, un dépanneur doit d'abord savoir et bien comprendre comment fonctionnent les différents circuits et étages. Les explications et mesures s'appliquent aussi bien au noir et blanc qu'à la couleur ; néanmoins, une part importante (à partir de la page 251) est uniquement axée sur le SECAM pour lequel le principe de fonctionnement est très détaillé.

2° Il est bien évident que le « compact-disc » fonctionne et reproduit en **stéréophonie.** Sinon, ce serait faire marche arrière !

Vous trouverez toutes explications utiles concernant le fonctionnement de cette nouvelle technique dans nos publications suivantes :

Haut-Parleur numéros 1665 (p. 175), 1667 (p. 81), 1688 (p. 139) et 1690 (p. 157) et dans l'ouvrage de Jean-Claude Hanus et Charles Pannel « le Compact-Disc » en vente à la Librairie parisienne de la radio.

●

RR – 08.04 : M. Jean-Paul FAYOLLE, 95, PONTOISE, nous demande :

1° les dimensions d'une enceinte « bass-reflex » dont le haut-parleur principal « boomer » présente un diamètre de 30 cm ;

2° divers renseignements sur des compteurs à affichage digital.

1° Pour une puissance de 80 W maxi et un boomer de 30 cm, les dimensions **extérieures** d'une enceinte du type « basse-reflex » sont les suivantes :

Largeur = 67 cm ; profondeur = 41 cm ; hauteur = 108 cm. Epaisseur minimale du matériau de construction = 25 mm (bois aggloméré, par exemple).

Dimension de l'évent : largeur = 37 cm ; hauteur = 10 cm.

Tout l'intérieur de l'enceinte doit être recouvert de laine de verre (épaisseur approximative = 5 à 6 cm).

Les trois haut-parleurs sont fixés sur le panneau avant, tweeter en haut, l'évent étant pratiqué au bas de l'enceinte juste au-dessous du boomer.

Ces dimensions sont extraites d'une documentation AUDAX.

2° Nous n'avons pas de schéma de compteur à affichage digital pour bande de magnétophone à vous proposer.

Par contre, un dispositif de comptage de passages a été décrit dans le n° 50 de la revue Electronique Pratique (pages 81/89).

Un autre montage du même genre a fait l'objet d'un article publié dans la revue Radio-Plans n° 389, page 51.

●

RR – 08.05-F : M. Pierre BONNEFOY, 03, VICHY, nous demande :

1° le schéma d'un petit récepteur radio à galène ;

2° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TCA 335 A.

1° Il y a bien une quarantaine d'années que l'on ne fabrique plus de détecteur à galène et que cet organe n'existe plus dans le commerce !

Il a été remplacé par la diode à cristal de germanium (même principe, mais plus sensible et parfaitement stable).

Vous pourriez trouver des schémas de montages de radiorécepteurs simples utilisant une telle détection par diode dans l'ouvrage :

« Apprenez la radio en réalisant des récepteurs simples » par Bernard FIGHIERA. (En vente à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS.)

2° Voici les caractéristiques maximales du circuit intégré TCA 335 A :

Il s'agit d'un amplificateur opérationnel, boîtier plastique à 6 pattes. Alimentation = ± 15 V ; gain en tension = 85 dB en boucle ouverte ; offset = 12 mV/ 10 nA.

Brochage : voir fig RR-08.05.

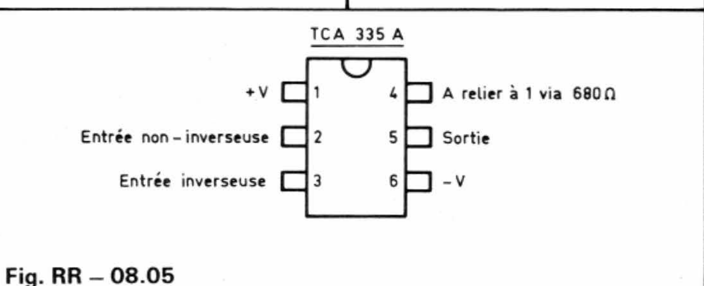


Fig. RR – 08.05

●

RR – 08.07 : M. Pascal PEREZ, 81, GRAULHET :

1° sollicite des renseignements complémentaires au sujet du récepteur de radiocommande décrit dans notre n° 1619, page 14 ;

2° désire le schéma d'un mini-récepteur FM susceptible de recevoir la fréquence de 36,4 MHz.

1° En ce qui concerne la bobine ou plus exactement le filtre BF ($L_5 + C_{10}$) utilisé dans le récepteur, figure 9, page 14, n° 1619, avez-vous essayé de consulter des revendeurs détaillants spécialisés dans la pièce détachée pour radiomodélisme tels que :

MONITEX
63, rue Jacques-Duclos
93600 AULNAY-SOUS-BOIS
ou PERLOR – RADIO
25, rue Hérold
75001 PARIS

En définitive, il suffit de vous procurer un filtre BF ($L_5 + C_{10}$) quelconque pourvu que sa fréquence de résonance soit comprise entre 500 et 1 500 Hz. Il vous suffira ensuite d'ajuster la fréquence modulatrice de l'émetteur à l'aide de AJ (fig. 2) sur la **même fréquence** que celle du filtre.

2° Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre n° 1692, page 77, où un mini-récepteur FM utilisant le circuit intégré TDA 7000 se trouve décrit.

Il vous suffit de le réaliser en vous conformant au schéma général, faisant l'objet de la figure 4, page 89.

Pour le fonctionnement sur 36,4 MHz, les bobines L_1 et L_2 (page 94) devront comporter chacune 12 tours (au lieu de 4). Commencer par ajuster C_{17} pour l'obtention de l'audition sur 36,4 MHz ; puis rechercher le maximum de cette audition, soit en jouant sur l'écartement entre spires de la bobine L_2, soit en modifiant quelque peu la valeur des condensateurs C_1 ou C_2.

●

RR – 08.08-F : M. Emile FERRAND, 69 LYON, nous demande :

1° les caractéristiques de divers transistors ;

2° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré LM 710.

1° Voici les caractéristiques **maximales** des transistors suivants :

BD 121 : silicium NPN ; Pc = 45 W ; Ic = 5 A ; Ib = 1 A ; Vcb = 60 V ; Veb = 6 V ; Vce = 35 V ; h fe = 15 pour Ic = 100 mA et Vcb = 10 V.

BD 160 : Silicium NPN ; Pc = 85 W ; Ic = 7 A ; Ib = 3 A ; Veb = 10 V ; Vce = 330 V ; h fe = 15 pour Ic = 5 A et Vcb = 1,5 V ; Ft = 10 MHz.

BDY 28 : Silicium NPN ; Pc = 85 W ; Ic = 6 A ; Ib = 3 A ; Vcb = 500 V ; Veb = 10 V ; Vce = 250 V ; h fe = 15 à 180 pour Ic = 2 A et Vcb = 4 V ; Ft max = 10 MHz.

2 SD 119 : Silicium NPN ; Pc = 100 W ; Ic = 7 A ; Ib = 3 A ; Vcb = 100 V ; Veb = 10 V ; Vce = 80 V ; h fe = 30 à 200 pour Ic = 1 A et Vcb = 5 V ; Ft = 2 MHz.

2N 3018 : Silicium NPN ; Pc = 25 W ; Ic = 10 A ; Ib = 2 A ; Vcb = 100 V ; Veb =

4 V ; Vce = 50 V ; h fe = 60 pour Ic = 1 A et Vcb = 5 V.

2° Le circuit intégré LM 710 est un comparateur de tension. Alimentation ± 9 V ; Pd = 150 mW ; offset (entrée) = 3 mV/7 μA ; polar. = 45 μA ; Δ V entrée = 10 V ; sortie = 2,5 V (posit.), 1 V (nég.) ; résistance de sortie max = 200 Ω ; I sortie = 2 mA ; temps de réponse = 40 ns ; gain en tension = 63 dB.

Brochage : voir figure RR-08.08.

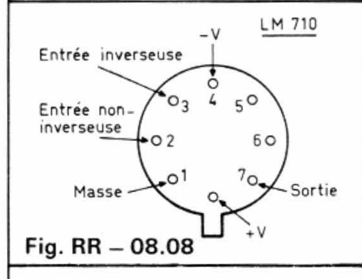


Fig. RR – 08.08

●

RR – 08.09 : M. Roland CORDIER, 56, VANNES :

1° désire le schéma d'une alimentation secteur délivrant 12 V continus sous 1 à 2 A maxi ;

2° nous demande comment est relié le câble coaxial 75 Ω à l'antenne proprement dite ;

3° désire connaître l'équivalence de différents transistors.

1° En ce qui concerne l'alimentation 12 V dont vous nous demandez un schéma, nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux numéros 1681 (p. 67) ou 1689 (p.150) de notre revue.

2° Dans les appareils comportant une antenne dont la liaison est faite par l'intermédiaire d'un câble coaxial, du côté antenne le conducteur central du coaxial est relié à une extrémité d'un élément du dipôle (ou du trombone), et le conducteur extérieur (tresse) est relié à l'autre extrémité de l'autre élément du dipôle (ou du trombone).

3° Voici les équivalences des transistors suivants :

2N1893 : BC 300, BSS 42, BSW 67, BSV 84, BSX 47, BSS 32, BSY 85 ou 86, BSY 45, 2N 2405.

AC 127 : AC 176, AC 187, AC 194.

ASY 26 : ASY 48, ASY 76, ASY 80, ASY 90 ou 91.

ASY 28 : ASY 73 ou 75.

AF 127 : AF 200, AF 128.

BC 205 : BC 178, BC 213, BC 252, BC 308, BC 513, BC 558.

BF 258 : BF 337, BF 658.

●

RR – 08.10 : M. Bernard LATOUR, 91, EVRY :

1° nous demande notre avis sur un « émetteur » FM dont il nous soumet le schéma ;

2° sollicite divers renseignements sur les mesures et caractéristiques se rapportant aux amplificateurs BF haute fidélité, tuners FM, etc.

3° désire connaître les correspondances de différents transistors japonais.

1° Le montage dont vous nous soumettez la documentation relève plus du gadget que de l'émetteur FM !

Il est tout à fait hors de question de songer à augmenter la puissance d'un tel montage et en aucun cas sa portée ne peut excéder quelques dizaines de mètres.

Vous pouvez utiliser une antenne constituée par un fil d'une longueur de 1,50 mètre connecté à la cosse prévue à cet effet.

Pour une bonne stabilité en fréquence, il est sage de monter l'ensemble à l'intérieur d'un petit boîtier métallique relié à la terre.

Ce sont les seules suggestions que nous pouvons vous faire concernant un tel montage.

2° Un article se rapportant aux mesures sur les amplificateurs BF a été publié dans le n° 1672 (page 105).

Vous pourriez également consulter le n° 1629 bis qui traite des mesures sur les cellules, l'association bras-cellule, les tourne-disques, les amplificateurs, les cassettes, les magnétophones à cassettes et les enceintes acoustiques (distorsion de phase).

Enfin, un article intitulé « Mesure et vérification sur les tuners FM mono et stéréo » a été publié dans le n° 1606 (p.145).

3° Voici les correspondances des transistors japonais ci-dessous :

2 SA 909 : 2N 6031.

2 SC 1586 : BUX 11, BUX 21, 2N 6249, 2N 6306.

C 1213 : BC 337, BC 377, BC 737, BC 635.

●

RR – 08.11-F : M. Claude PONTILLE, 47 VILLENEUVE-SUR-LOT, sollicite divers renseignements complémentaires au sujet de l'amplificateur BF décrit dans nos numéros 1678 et 1679.

Concernant l'amplificateur BF décrit dans nos numéros 1678 et 1679 :

1° Il est possible de remplacer le commutateur d'entrée à 4 positions (commutateur double puisqu'il s'agit de stéréo) par 4 potentiomètres doubles (toujours parce qu'il s'agit de stéréo), un potentiomètre double pour chaque entrée ou fonction, monté comme indiqué sur la figure RR-08.11 (ce qui permettra le mélange). Néanmoins, cela se traduit toujours et inévitablement par une légère perte dans la reproduction des aiguës.

2° Il n'est pas question de **modifier le correcteur** pour en faire un égaliseur ! Néanmoins, vous pouvez remplacer le montage proposé par celui de l'égaliseur (ou equalizer) décrit dans notre n° 1634, page 134.

3° Il n'y a pas eu d'autres versions de cet amplificateur pour des puissances supérieures publiées dans nos revues.

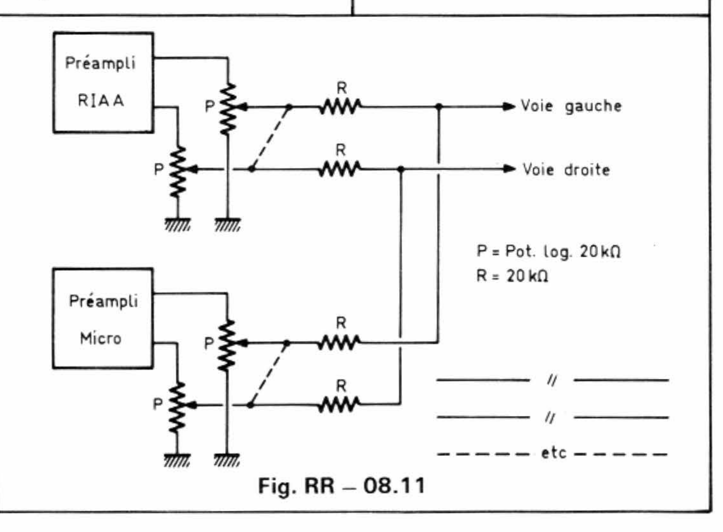


Fig. RR – 08.11

●

RR – 08.12 : M. Maurice FEUGERE, 38, GRENOBLE :

1° désire connaître les caractéristiques de différents transistors ;

2° nous demande à quoi correspond une LED marquée GATE vue sur certains fréquencemètres.

1° Caractéristiques **maximales** des transistors :

E 204 : FET silicium canal N ; Pd = 350 mW ; Vp = 2 V ; Vds = 20 V ; Vgss = 25 V ; Ig = 50 mA ; Idss = 1,2 mA ; Igss = 100 pA ; g fs = 1,5 millisiemens minimum pour Vds = 20 V et Vgs = 0 V.

E 304 : FET silicium canal N ; Pd = 350 mW ; Vp = 6 V ; Vds = 15 V ; Vgss = 30 V ; Ig = 10 mA ; Idss = 15 mA ; Igss = 100 pA ; g fs = 4,5 à 7 millisiemens pour Vds = 15 V et Vgs = 0 V.

E 308 : FET silicium canal N ; Pd = 350 mW ; Vp = 6,5 V ; Vds = 10 V ; Vgss = 25 V ; Ig = 10 mA ; Idss = 60 mA ; Igss = 100 pA ; g fs = 8 à 20 millisiemens pour Vds = 10 V et Vgs = 10 V.

J 304 : FET silicium canal N ; Pd = 350 mW ; Vp = 6 V ; Vds = 15 V ; Vgss = 30 V ; Ig = 10 mA ; Idss = 15 mA ; Igss = 100 pA ; g fs = 4,5 à 7,5 millisiemens pour Vds = 15 V et Vgs = 0 V.

J 308 : FET silicium canal N ; Pd = 350 mW ; Vp = 6,5 V ;

Vds = 10 V ; Vgss = 25 V ; Ig = 10 mA ; Idss = 60 mA ; Igss = 1 nA ; g fs = 8 à 20 millisiemens pour Vds = 10 V et Vgs = 10 V.

Aucun type d'équivalence n'est indiquée pour ces transistors dans nos manuels de correspondances.

2° Certains fréquencemètres comportent en effet un témoin (LED) appelé « gate » ; ce témoin s'allume lorsque la « porte » est ouverte, et à ce moment une mesure est effectuée et affichée. En fait, ce témoin clignote en général avec une période de 1 seconde pour des mesures en kHz (souvent jusqu'à 100 kHz) et avec une période de 1 milliseconde pour des mesures en MHz (le clignotement n'est alors plus décelable). Mais cela peut aussi dépendre de la conception du fréquencemètre.

Un tel témoin est commandé à partir des compteurs de décade par l'intermédiaire d'un circuit intégré de verrouillage des données.

Néanmoins, il n'est pas question d'ajouter un tel dispositif sur un appareil non conçu à l'origine pour cela... et encore bien moins lorsque l'appareil comporte un LSI (on ne peut pas intervenir à l'intérieur d'un circuit intégré quel qu'il soit !).

●

RR – 09.01 : M. DABIRA Vincent, BOBO BURKINA (?) (adresse incomplète) nous entretenait d'un projet de transformation d'un tuner UHF de téléviseur.

Nous sommes contraints de vous répondre par l'intermédiaire de la présente rubrique, votre adresse étant incomplète.

Hélas, votre projet est à rejeter ; en effet, il est hors de question, tant théoriquement que pratiquement, de chercher à remplacer les transistors de votre tuner UHF « Sharp » par des F.E.T.

●

RR – 09.02 : M. Lucien BARRELLON, 75012 PARIS, désire connaître :

1° les caractéristiques des diodes PZ 18 A, BZY 93 C 22 et P 1004 ;

2° les caractéristiques des transistors TIP 31 B, 183 T 2 B, 2N 3442 et BDY 25 B.

1° Caractéristiques des diodes :

PZ 18 A : diode Zener ; tension de référence = 18 V ± 10 % ; Pd = 10 W.

BZY 93 C 22 : diode Zener ; tension de référence = 22 V ± 5 % ; Pd = 500 mW.

P 1004 : diode redresseuse silicium ; tension inverse de crête maximale = 100 V ; intensité directe redressée = 4 A max.

2° Caractéristiques maximales des transistors :

TIP 31 B : silicium NPN ; Pc = 2 W ; Ic = 3 A ; Ib = 1 A ; Vcb = 80 V ; Veb = 5 V ; Vce = 80 V ; h fe = 10 à 50 pour IC = 3 A et Vcb = 4 V ; Ft = 3 MHz.

183 T 2 B : silicium NPN ; Pc = 85 W ; Ic = 6 A ; Ib = 3 A ; Vcb = 300 V ; Veb = 10 V ; Vce = 180 V ; h fe = 30 à 90 pour Ic = 2 A et Vcb = 4 V ; Ft = 10 MHz.

2N 3442 : silicium NPN ; Pc = 4 W ; Ic = 10 A ; Ib = 7 A ; Vcb = 160 V ; Veb = 7 V ; Vce = 140 V ; h fe = 20 à 70 pour Ic = 3 A et Vcb = 4 V ; Ft = 100 kHz.

BDY 25 B : silicium NPN ; Pc = 85 W ; Ic = 6 A ; Ib = 3 A ; Vcb = 200 V ; Veb = 10 V ; Vce = 140 V ; h fe = 10 à 180 pour Ic = 2 A et Vcb = 4 V ; Ft = 10 MHz.

●

RR – 09.03 : M. Pierre VINDRIER, 24 BERGERAC :

1° sollicite divers renseignements d'ordre BF ;

2° nous demande comment effectuer une liaison entre un lecteur de cassette « baladeur » et l'entrée d'un amplificateur de puissance de salon.

1° Au sujet de l'amplificateur de puissance 100 W dont vous nous en retenez, nous vous signalons deux descriptions, l'une publiée dans le n° 398 de Radio-Plans (p.54), l'autre beaucoup plus détaillée s'étalant du n° 1636 au n° 1645 inclus de notre revue.

Quant aux filtres de voies pour enceintes acoustiques, nous vous prions de bien vouloir consulter notre n° 1637 (p.148) et le n° 16 d'Electronique Applications (p.95).

2° Si vous considérez la sortie « casque » par le jack, son impédance doit être relativement faible, et en tout cas certainement inférieure à l'impédance d'entrée (30 kΩ) de l'amplificateur. Or, vous devez savoir qu'il est toujours possible de relier une source d'impédance **inférieure** à une entrée d'impédance supérieure, alors que l'inverse est à rejeter formellement. Vous pouvez donc parfaitement tenter d'établir la liaison entre les deux appareils, sans réaliser un adaptateur particulier, et sans prendre le moindre risque... Vous pouvez donc remplacer le casque par une **résistance de valeur équivalente** et effectuer la liaison en parallèle à l'aide d'un simple fil blindé, la masse du lecteur de cassette correspondant évidemment à la masse de l'amplificateur (entrée dite « auxiliaire »).

●

RR – 09.05 : M. Gabriel VRAY, 48 MENDE, nous demande conseil pour la construction d'une antenne d'émission du type W 3 DZZ.

1° Pour l'antenne W3 DZZ et compte tenu des puissances mises en œuvre par les radioamateurs, il est absolument inutile de faire appel à des bornes de traversée HT/HF du type 28616 de DYNA. Le plus petit modèle, c'est-à-dire le type 28601 stéatite émaillée, suffit amplement pour les boîtiers des trappes que vous envisagez de construire.

2° Il est préférable d'utiliser du fil de cuivre **émaillé** plutôt que du fil nu ; en effet, l'émail évite l'oxydation de surface du fil (oxydation qui, à la longue, modifie les caractéristiques de rayonnement de l'aérien et augmente les pertes).

Certes, les tréfileries ne manquent pas, mais hélas elles ne vendent pas **par petite quantité**. Nous pensons que vous pourriez vous procurer du fil émaillé auprès d'un rebobineur de moteurs électriques de votre région.

●

RR – 09.06-F : M. René CHANTOSSEL, 07 PRIVAS :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré SFC 2318 (boîtier DIL 8 pattes) ;

2° nous demande des renseignements en vue du bobinage d'un transformateur.

1° **Circuit intégré SFC 2318** : amplificateur opérationnel. Tension de décalage à l'entrée = 10 mV max ; courant de polarisation moyen = 500 nA max ; courant de décalage à l'entrée = 200 nA max ; pente maximale du signal de sortie en amplificateur inverseur = 50 V/µs ; alimentation = ± 15 V max (8 mA) ; impédance d'entrée différentielle = 3 MΩ ; Pd = 500 mW (doc. SESCO – Thomson).

Brochage : voir figure RR-09-06.

2° Qu'appelez-vous carcasse dans le cas d'un transformateur ? Est-ce la forme en

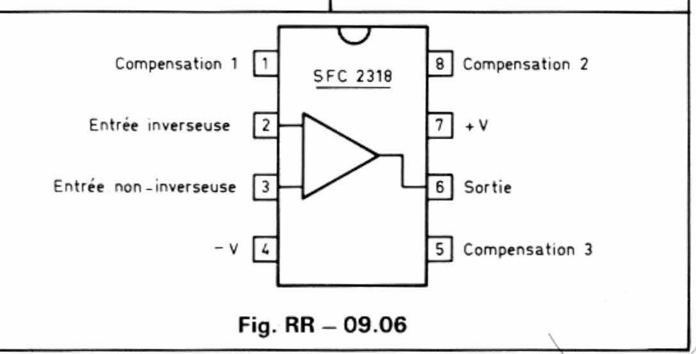


Fig. RR – 09.06

carton sur laquelle on enroule les fils ? Ou est-ce les tôles du circuit magnétique ?

Dans le cas d'un transformateur de 600 VA et s'il s'agit du circuit magnétique en tôles E et I, la section brute du noyau central doit être de 30 cm^2.

Il s'agit là de l'utilisation de tôles ordinaires ; pour des tôles à cristaux orientés, cette section peut être diminuée de moitié.

●

RR – 09.07 : M. Gérard JUBAN, 57 FORBACH :

1° nous entretient de modifications qu'il se propose d'apporter à un montage de compteur décrit dans notre revue ;

2° constate du souffle dans l'utilisation d'une table de mixage.

1° Nous sommes très embarrassés pour vous répondre valablement concernant les modifications que vous envisagez d'apporter au compteur à usages multiples décrit dans le n° 1652, page 261.

En effet, a priori, il semblerait bien que les afficheurs TIL 312 puissent être remplacés par des MAN 4710 A, bien que ces derniers paraissent un peu plus « gourmands » du point de vue intensité ; mais dans ce domaine, un ajustage de la luminosité pourrait sans doute être fait par une légère réduction de la valeur des résistances de R 23 à R 43. L'ennui, pour nous, réside dans le fait que nos documentations n'indiquent pas le brochage des afficheurs MAN 4710 A.

Si vous possédez de tels afficheurs, vous devez cependant pouvoir déterminer vous-même à quelle broche aboutit tel ou tel segment à l'aide d'une simple pile et d'une résistance en série.

2° Le souffle que vous constatez sur votre table de mixage n'est certainement pas dû au microphone proprement dit, mais bien plutôt au premier étage de préamplification... et notamment au type de transistor utilisé pour cet étage.

Nous ne pouvons malheureusement pas être plus précis, car nous ne possédons pas le schéma de cette table de mixage pour que nous puissions nous y reporter et examiner sa conception.

C'est à votre fournisseur (là où vous avez acquis cette table de mixage) qu'il conviendrait de demander le schéma.

●

RR – 09.08F : M. Bernard DUPUY, 14 LISIEUX, désire connaître :

1° les caractéristiques et correspondances éventuelles de différents transistors ;

2° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré LM 2903.

1° Caractéristiques **maximales** des transistors suivants :

2N 4058 : silicium PNP ; Pc = 360 mW ; Vcb = 30 V ; Vce = 30 V ; Veb = 6 V ; Ic = 30 mA ; h fe = 100 pour le = 100 μA et Vcb = 5 V.

Correspondances : BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309, BC 514, BC 559.

2N 2484 : silicium NPN ; Pc = 360 mW ; Ft = 60 MHz ; Vcb = 60 V ; Vce = 60 V ; Veb = 6 V ; Ic = 50 mA ; h fe = 150 pour le = 1 mA et Vcb = 5 V.

Correspondances : BC 329, BC 550, BFX 93 A, 2N 930A.

BD 244C : silicium PNP ; Pc = 65 W ; Ic = 6 A ; Ib = 3 A ; Veb = 5 V ; Vce = 100 V ; h fe = 15 pour Ic = 3 A et Vcb = 4 V ; Ft = 3 MHz.

Correspondances : BD 602 et TIP 42 C.

BD 234 : silicium PNP ; Pc = 25 W ; Ic = 2A ; Ib = 300 mA ; Vcb = 45 V ; Veb = 5 V ; Vce = 45 V ; h fe = 40 à 250 pour Ic = 150 mA et Vcb = 2 V ; Ft = 3 MHz.

Correspondances : BD 176, BD 376, BD 438.

BD 135-16 : silicium NPN ; Pc = 6,5 W ; Ic = 500 mA ; Vcb = 45 V ; Veb = 5 V ; Vce = 45 V ; h fe = 40 à 250 pour Ic = 150 mA et Vcb = 2 V ; Ft = 50 MHz.

Correspondances : BD 165, BD 175, BD 226, BD 437, BD 233.

BD 363 : silicium NPN ; 60 V ; 6 A ; 75 W.

Correspondances : BD 243, BD 597, BD 707, BD 807.

2° **Circuit intégré LM 2903 :** Il s'agit d'un double comparateur de tension de faible puissance pour une bande de tensions d'alimentations allant de 2 V à 36 V en alimentation normale ou de ± 1 V à ± 18 V en alimentation symétrique ; intensité consommée au repos = 0,8 mA ; courant de polarisation = 25 nA ; courant d'équilibrage = ± 5 nA ; tension d'équilibrage = ± 2 mV ; sortie = 250 mV à 4 mA ; Pd = 570 à 900 mW (doc. R.T.C. - Signetics).

Deux brochages possibles ; voir figure RR-09.08 où nous avons :

1 = sortie A
2 = entrée inverseuse A
3 = entrée non-inverseuse A
4 = masse
5 = entrée non-inverseuse B
6 = entrée inverseuse B
7 = sortie B
8 = + V

●

RR – 09.13 : M. Marcel GOMEZ, 54 NANCY, nous demande des schémas concernant des montages pour « effets spéciaux » en BF.

Parmi les dispositifs électroniques qui vous intéressent et qui ont déjà été décrits, en consultant notre fichier, nous relevons :

Phasing : Haut-Parleur n° 1641, page 172 ; Electronique Pratique n° 38, pages 73/83.
Leslie : Electronique Pratique n° 5, page 84 ; Radio-Plans n° 356, page 62.
Vibrato-tremolo : Electronique Pratique n° 19, page 72 ; Radio-Plans n° 420, page 59 ; Haut-Parleur n° 1691, page 97.
Effet Fuzz : Radio-Plans n° 420, page 60.
Fuzz, Sustain, Noise gate : Haut-Parleur n° 1656, page 155.
Flanger : Haut-Parleur n° 1665, page 108.

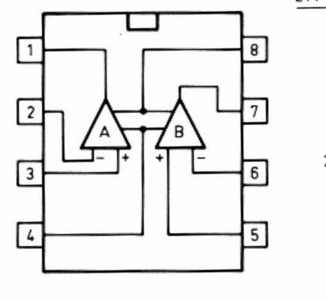
●

RR – 09.14 : M. Charles RENAUD, 63 CLERMONT-FERRAND, nous entretient de micro-informatique, nous parle de certains modèles de micro-ordinateurs pour lesquels les revendeurs semblent très fiers de pouvoir proposer quinze à vingt logiciels, et nous demande jusqu'à quel volume de « bibliothèque » on peut aller dans ce domaine !

Voilà une question bien embarrassante à laquelle il nous est très difficile de répondre avec exactitude ou certitude !

Renseignements pris à diverses sources, nous pouvons néanmoins vous indiquer que Apple peut « avaler » tous les logiciels sous DOS 3.3 et PRODOS, ce qui signifie tout de même plus de 15 000 titres ! Ce qui est énorme, mais qui ne doit cependant pas surprendre outre mesure compte tenu des performances ou des possibilités de ce micro-ordinateur... et de la date de son apparition sur le marché (Apple a sans doute été la première firme à proposer des ordinateurs que l'on nomme maintenant « personnels »).

●



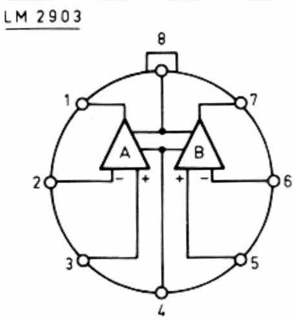
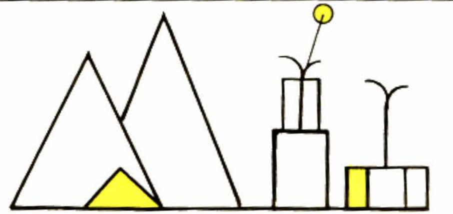
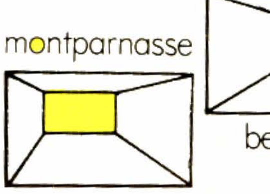


Fig. RR – 09.08

OSCAR

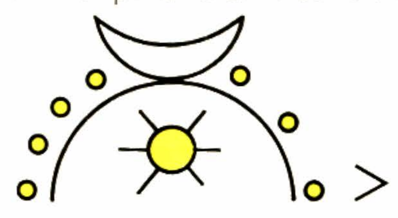
histoire réelle du son et de l'oseille

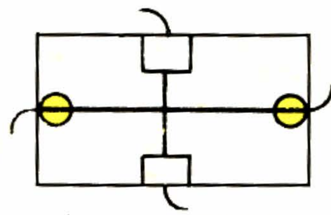

de tout paris farohm est bien...

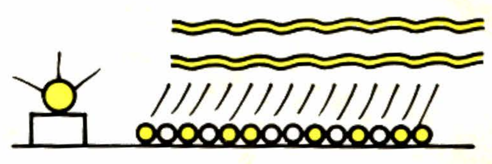


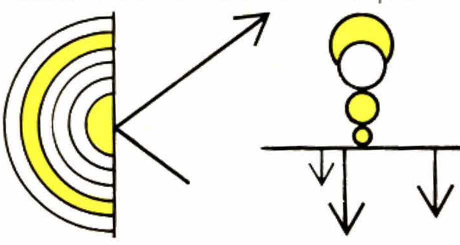
la grande boutique de la hifi.

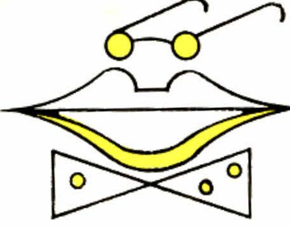
500 enceintes s'y adonnent

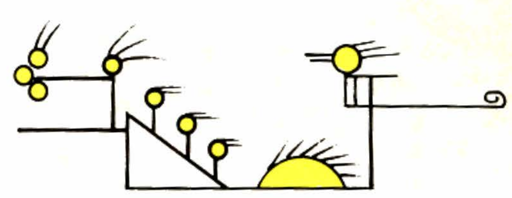

toute la semaine à la musique.

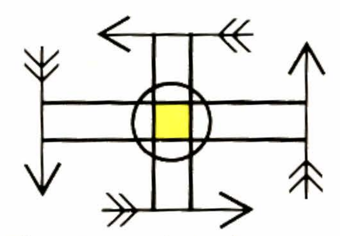

auditorium : 700 m²

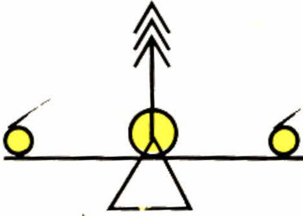

pour faire vibrer tout un chacun.

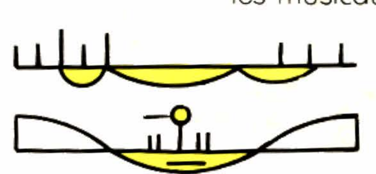

chut!! l'écoute ! chute les coûts

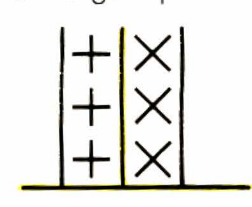

y répète le grand patron.

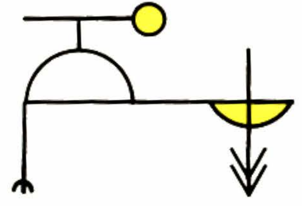

plus prosaïques mais très branchés, les musicaux

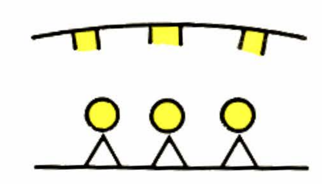

d'ici, disent : ça jette !
sauf l'argent par les fenêtres !

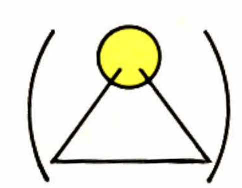

ça donne un max,
sauf des coups de barre !

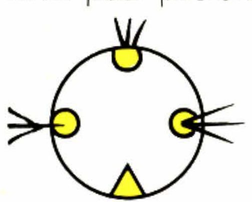

platine au prix du zinc !

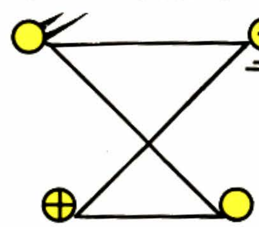

tuner pour pas une tune !

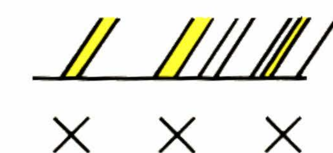

le son et l'oseille,


l'empire des sens,


l'emprise des sons,


atout ouïe,


à tous prix :


à tout prendre.

enceinte, platines, amplis, tuners, cassettes.



seule l'oreille à la parole,
seule l'oseille à la parole.

FAROHM BEAUBOURG
50 m de Beaubourg
Quartier de l'Horloge
8, rue Brantôme 75003 Paris
Tél. 1/ 277.44.56
Métro Rambuteau, Châtelet, Les Halles
PARKING GRATUIT ASSURÉ



FAROHM MONTPARNASSE
8, Bd. du Montparnasse
75015 Paris
Tél. 1/ 306.88.81
Métro Duroc, Montparnasse
PARKING GRATUIT ASSURÉ

Guy Vacogne

ABC de la micro-informatique

Après avoir vu, dans notre précédent article, les divers types de ROM et de PROM à fusibles, nous allons aborder aujourd'hui un domaine plus vaste avec celui des EPROM, UVPROM et EAROM qui sont très largement employées en micro-informatique tant amateur que professionnelle.

Les EPROM ou UVPROM

Ces mémoires sont les véritables compagnes du micro-informaticien, tant amateur que professionnel, en raison de leurs très nombreux avantages. Ce sont des produits relativement récents, en constante évolution, performants et peu coûteux (mais non vous ne rêvez pas !).

Toute personne manipulant un peu des composants a vu de telles mémoires que l'on ne peut que remarquer parmi les autres circuits en raison de la fenêtre transparente qui coiffe la puce de circuit intégré découvrant un spectacle féerique (si vous pouvez regarder un tel circuit au microscope à faible grossissement, ne vous en privez pas !). Cette fenêtre n'est pas là pour la beauté du spectacle mais permet d'exposer la partie active de la mémoire à la lumière et, lorsque cette lumière contient des ultraviolets à la bonne longueur d'onde, la mémoire peut être effacée par une exposition de durée adéquate.

Ces mémoires EPROM peuvent, par ailleurs, être programmées électriquement de manière relativement simple si on les compare aux PROM bipolaires. L'explication de leur succès tient en ces quelques lignes de présentation ; en effet, de telles mémoires permettent toutes les erreurs de programmation, fréquentes dans la mise au point d'un système informatique, puisqu'elles peuvent être effacées à tout moment.

Ces généralités étant vues, nous allons prendre les choses par le commencement et nous attarder un peu sur ces circuits en raison de leur utilisation massive en micro-informatique.

Tout d'abord, il faut savoir que les fabricants de circuits intégrés ont réalisé un exploit avec ces mémoires : ils se sont mis d'accord sur un brochage, des caractéristiques de lecture et surtout de programmation et des références identiques (à quelques détails mineurs près). Nous emploierons donc dans ce qui suit la « racine » du nom de la mémoire c'est-à-dire la partie commune à tous les fabricants ; ainsi, quand nous parlerons d'une 2732, cela pourra être une TMS 2732 de Texas, une I 2732 d'Intel, une HN 462732 de Hitachi, etc.

Cela étant précisé, sachez que les premières mémoires UVPROM mises sur le marché étaient chères, peu pratiques à programmer et surtout elles nécessitaient trois tensions d'alimentation différentes ; de plus leur capacité était relativement faible. Ces mémoires avaient pour références, par ordre chronologique : 1702, 2704 et 2708. Elles n'ont plus aucun intérêt maintenant et même si l'on trouve parfois chez des distributeurs ayant des stocks à écouler des 2708, c'est là une acquisition à éviter.

Le changement le plus marquant au niveau de ces mémoires est apparu avec la mise sur le marché de la 2716 qui est une UVPROM de 2 K-mots de 8 bits dont les premières versions (portant la référence « Texas » TMS 2716) étaient encore tritensions puisqu'ils leur fallait du + 5 V, du + 12 V et du – 5 V pour pouvoir fonctionner mais dont les versions monotension 5 V ont suivi quelques mois après. De nos jours il ne doit plus exister sur le marché que des 2716 monotension.

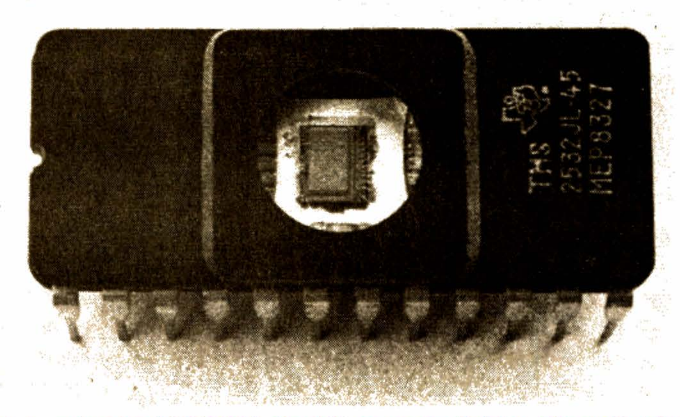
Cette famille de mémoire s'est ensuite très vite étendue et l'on trouve en cette fin 1984 :

– la 2716 qui est une 2 K-mots de 8 bits.
– La 2732 qui est une 4 K-mots de 8 bits.
– La 2764 qui est une 8 K-mots de 8 bits.
– La 27128 qui est une 16 K-mots de 8 bits mais dont la disponibilité est encore assez faible vu la récente commercialisation de ce produit.
– La 27256 qui est une 32 K-mots de 8 bits et qui n'est qu'au stade de l'échantillonnage (production de série en 1985).
– La 27512 qui est une 64 K-mots de 8 bits et qui n'est disponible pour l'instant qu'en échantillon chez un seul fabricant et à un prix dissuasif.

Quoi qu'il en soit, il ne faut pas se leurrer, les derniers produits de cette liste seront aussi courants qu'une banale 2716 ou 2732 dès l'année prochaine vu l'évolution très rapide du marché en ce domaine.

Toutes ces mémoires sont évidemment monotension 5 V et toutes leurs lignes de données, d'adresses et de validation sont compatibles TTL.

Ces mémoires, ainsi que nous l'avons dit, sont programmables électriquement. Pour cela il faut leur appliquer une « haute tension » de 25 V sur les modèles anciens (2716 et 2732), de 21 V sur les modèles actuels (2732 A, 2764, 27128) et de 12,5 V sur les modèles futurs (27256 et 27512).



Une mémoire UVPROM de 4 K-mots de 8 bits. On voit très bien la puce sous la fenêtre transparente.

Cette haute tension n'est à appliquer qu'en phase de programmation et sur une patte adéquate de la mémoire appelée VPP. La programmation de la mémoire se fait ensuite octet par octet, dans l'ordre de votre choix et par simple manipulation de signaux aux normes TTL. De plus, les chronogrammes de programmation de telles mémoires sont compatibles entre eux et il est donc très facile de réaliser un programmateur capable de recevoir toute la famille de la 2716 à la 27256 moyennant quelques commutations, au niveau de la haute tension de programmation en particulier.

La procédure de programmation est identique pour toutes les mémoires de la famille avec, toutefois, des possibilités particulières pour les 2764, 128 et 256. En effet, pour programmer ces mémoires selon la méthode normale, il faut appliquer une impulsion de 50 ms par octet. Si cela ne conduit pas à des temps prohibitifs pour une 2716 ou une 2732 puisque cela donne respectivement 1 mn 40 et 3 mn 20 ; cela commence à devenir beaucoup plus désagréable pour les versions à plus forte capacité puisque l'on atteint alors près de 8 mn pour une 2764, 1/4 d'heure pour une 27128 et 1/2 heure pour une 27256. De tels temps étant incompatibles avec une utilisation industrielle, un nouvel algorithme de programmation a été développé pour les 2764, 27128 et les générations suivantes ; il porte le nom d'algorithme « intelligent » du fait de sa première apparition chez Intel qui en a fait ainsi un jeu de mots (Intelligent programming algorithm). Au lieu d'appliquer des impulsions de durée fixe pour chaque octet à programmer, on applique à la mémoire des impulsions de courte durée et l'on relit l'octet à programmer aussitôt après pour voir le niveau de tension qu'il délivre : tant que celui-ci n'est pas suffisant, le processus est répété. Un tel algorithme permet de réduire de façon très importante le temps de programmation de la mémoire.

L'effacement a lieu par exposition de la fenêtre en quartz disposée au-dessus de la puce à une source d'ultraviolets de longueur d'onde adéquate. Le temps d'exposition dépend de la puissance de la source mais, avec les tubes classiques, il faut compter de 10 à 20 mn pour effacer une telle mémoire. Avis aux amateurs ! La longueur d'onde des ultraviolets nécessaires n'est pas la même que celle des tubes utilisés pour réaliser les circuits imprimés ; il faut donc bel et bien utiliser des tubes spéciaux pour cet usage.

Il est évident que, bien que sensibles à une longueur d'onde bien particulière, ces mémoires peuvent être effacées par une exposition de très longue durée à la lumière. Il faut donc prendre la précaution, une fois qu'elles sont programmées, de recouvrir la fenêtre de quartz au moyen d'un adhésif opaque afin de prévenir cet effacement à long terme qui, dans les premiers temps se manifeste par une lente dégradation du contenu de la mémoire. Sachez également que, la lumière du soleil étant riche en ultraviolets de toutes longueurs d'onde, une exposition de quelques heures au soleil suffit à effacer des mémoires dont la fenêtre n'est pas obturée. Autrement, l'information programmée doit, d'après les spécifications de ces circuits, être conservée dix ans à 25° ; cela peut sembler peu mais ce n'est pas surprenant vu sous l'aspect industriel de la question puisque ces mémoires sont généralement à réserver à des prototypes ; côté amateur, cela risque de poser des problèmes dans quelques années vu l'utilisation abusive de ces mémoires dans certains micro-ordinateurs commerciaux, pourtant produits en très gande série.

Le temps d'accès de ces mémoires est parfaitement adapté aux possibilités des microprocesseurs 8 bits actuels puisqu'il est compris, selon les versions, entre 200 et 400 ns. Il est encore un peu long, en revanche, pour les plus rapides des microprocesseurs 16 bits actuels, tels que le 68000 par exemple.

Le prix de ces mémoires est très attractif pour peu que l'on sache chercher un peu et acheter au moment le plus intéressant. Au moment où ces lignes sont écrites, c'est-à-dire fin 1984, les UVPROM les moins coûteuses au bit sont les 2732. Les 2716, de capacité deux fois moins importante, ont longtemps occupé cette place mais elles sont en voie d'extinction car leur fabrication n'a plus d'intérêt pour les grands producteurs de circuits intégrés vu la maîtrise qu'ils ont acquise pour les mémoires de taille plus importante. Si vous consultez les tarifs officiels des fabricants, vous pourrez d'ailleurs constater que le prix des 2716 monte régulièrement depuis quelques mois ce qui confirme bien la baisse de production de ces mémoires et le fait que les fabricants souhaitent, à terme, ne plus en vendre.

La majorité des mémoires UVPROM sont réalisées en technologie N.MOS ce qui conduit à des consommations relativement importantes, surtout pour les versions les plus rapides et de forte capacité ; ainsi une 2764 de 200 ns de temps d'accès absorbe-t-elle 100 mA sous 5 V, ce qui fait tout de même 1/2 W. Pour pallier cet inconvénient, certains fabricants proposent des versions C.MOS de ces mémoires (National Semiconducteur et Eurotechnique entre autres). Cette technologie étant cependant plus difficile à maîtriser que la N.MOS (pour des circuits mémoires), les produits se développent moins vite et actuellement on ne trouve facilement que de la 27C16 et de la 27C32. La consommation tombe dans des proportions impressionnantes puisqu'une 27C32 absorbe seulement 5 mA sous 5 V ! Le prix, en

revanche, est inversement proportionnel à la consommation ; il est de l'ordre du double de celui des mémoires N.MOS de capacité identique.

Pour résumer un peu cette présentation des UVPROM, nous pouvons citer comme avantages de ces mémoires :

– Le faible coût.
– La facilité de programmation ; n'importe quel système à base de microprocesseur pouvant servir à réaliser un programmateur.
– La facilité d'effacement.
– La disponibilité de produits identiques chez de multiples fabricants avec des spécifications rigoureusement définies et conformes entre elles.
– Le brochage « intelligent » assurant la compatibilité ascendante entre toutes les mémoires de la gamme.
– L'existence de mémoires de capacité importante puisque la 2764 est une 8 K-mots de 8 bits (soit 64 K-bits).

Les seuls défauts que l'on puisse trouver à ces mémoires sont :

– La durée de rétention de l'information limitée à dix ans à 25° et diminuant avec l'augmentation de la température.
– La relative lenteur de ces circuits puisque les meilleures mémoires actuelles ont un temps d'accès de 200 ns.

Ces mémoires sont donc très largement utilisées dans tous les laboratoires d'étude pour les maquettes, les prototypes et même les petites séries et sont également très employées dans nombre de micro-ordinateurs à usage amateur ou semi-professionnel, pour le stockage de programmes tels qu'interpréteurs Basic ou équivalents.

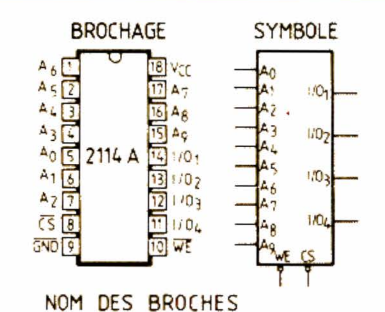
Les EAROM

Ces mémoires existent depuis fort longtemps mais n'étaient pas utilisées en micro-informatique jusqu'à ces derniers temps. En effet, c'étaient des produits de très faible capacité (20 mots de 8 bits par exemple) difficiles à mettre en œuvre car il fallait employer des tensions de programmation de valeurs nombreuses et variées.

Depuis peu, des mémoires EAROM adaptées à la micro-informatique ont fait leur apparition, chez Intel tout d'abord, puis chez d'autres fabricants au fur et à mesure du développement du marché de ces circuits. A l'heure actuelle, diverses versions du même produit existent sous les appellations 2815, 2816 et 2817 mais, dans les trois cas, ce sont des mémoires de 2 K-mots de 8 bits qui sont donc de capacité identique à la 2716.

Ces mémoires EAROM sont programmables selon des méthodes analogues à celles utilisées pour les UVPROM et faisant appel à une « haute tension » de 21 V mais elles sont, de plus, effaçables électriquement par application de la même « haute tension » selon un chronogramme particulier ; c'est dire l'intérêt que peuvent avoir de tels circuits.

Attention ! Il ne faut pas les confondre avec les RAM : dans une RAM nous pouvons lire et écrire à n'importe quel instant et à la même vitesse pour les deux opérations ; de plus une RAM perd son contenu à chaque coupure de l'alimentation. Dans une



NOM DES BROCHES

A0 - A9	ADDRESS INPUTS	Vcc	POWER (+5V)
$\overline{\text{WE}}$	WRITE ENABLE	GND	GROUND
$\overline{\text{CS}}$	CHIP SELECT		
I/O1 - I/O4	DATA INPUT/OUTPUT		

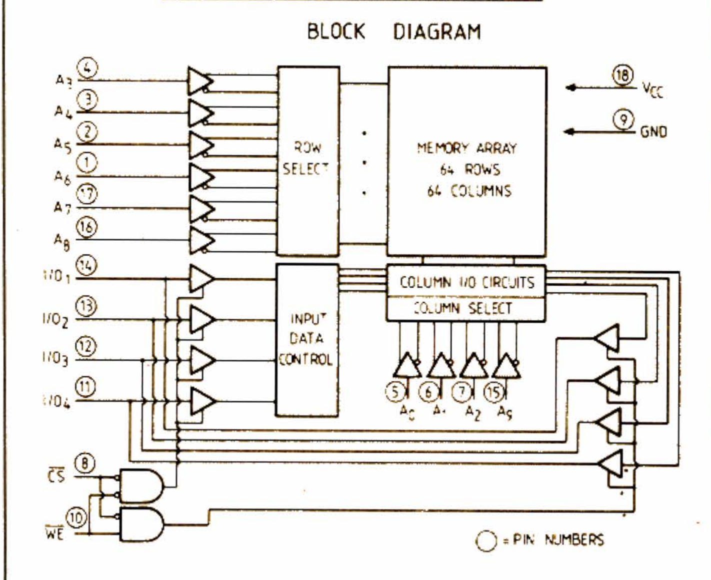


Fig. 2. – Présentation de la 2114 – RAM 1 K-mots de 4 bits (document Intel).

27256	27128	2732A	2716	2764 (broche)	2764 (broche)	2716	2732A	27128	27256
Vpp	Vpp			Vpp 1	28 Vcc			Vcc	Vcc
A12	A12			A12 2	27 $\overline{\text{PGM}}$			$\overline{\text{PGM}}$	A14
A7	A7	A7	A7	A7 3	26 N.C.	Vcc	Vcc	A13	A13
A6	A6	A6	A6	A6 4	25 A8	A8	A8	A8	A8
A5	A5	A5	A5	A5 5	24 A9	A9	A9	A9	A9
A4	A4	A4	A4	A4 6	23 A11	Vpp	A11	A11	A11
A3	A3	A3	A3	A3 7	22 $\overline{\text{OE}}$	$\overline{\text{OE}}$	$\overline{\text{OE}}$/Vpp	$\overline{\text{OE}}$	$\overline{\text{OE}}$
A2	A2	A2	A2	A2 8	21 A10	A10	A10	A10	A10
A1	A1	A1	A1	A1 9	20 $\overline{\text{CE}}$	$\overline{\text{CE}}$	$\overline{\text{CE}}$	$\overline{\text{CE}}$	$\overline{\text{CE}}$
A0	A0	A0	A0	A0 10	19 O7	O7	O7	O7	O7
O0	O0	O0	O0	O0 11	18 O6	O6	O6	O6	O6
O1	O1	O1	O1	O1 12	17 O5	O5	O5	O5	O5
O2	O2	O2	O2	O2 13	16 O4	O4	O4	O4	O4
Gnd	Gnd	Gnd	Gnd	GND 14	15 O3	O3	O3	O3	O3

Fig. 1. – Mise en évidence de la compatibilité des brochages des UVPROM.

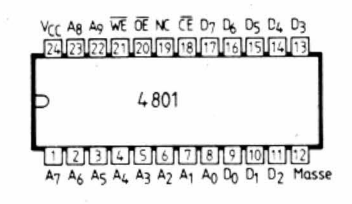


TABLE DE VERITE

CE	OE	WE	MODE	D_x
1	x	x	Non sélectionnée	Haute impédance
0	x	0	Ecriture	Entrées et données
0	0	1	Lecture	Sorties de données
0	1	1	Lecture	Haute impédance

Présentation de la 4801 – 1 K-mot de 8 bits.

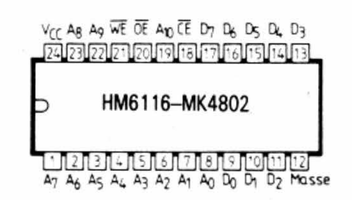
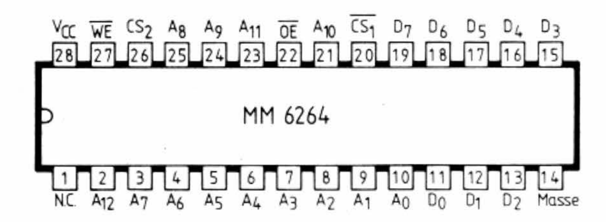


TABLE DE VERITE

CE	OE	WE	MODE	D_x
1	x	x	Non sélectionnée	Haute impédance
0	x	0	Ecriture	Entrées de données
0	0	1	Lecture	Sorties de données
0	1	1	Lecture	Haute impédance

PRESENTATION DES 2K MOTS DE 8 BITS



CS2	CS1	OE	WE	MODE	Dx
0	X	X	X	Non sélectionnée	Haute impédance
X	1	X	X	Non sélectionnée	Haute impédance
1	0	X	0	Ecriture	Entrée de données
1	0	0	1	Lecture	Sortie de données
1	0	1	1	Lecture	Haute impédance

Fig. 3. – Brochages des RAM statiques organisées en mots de 8 bits.

AEROM, nous pouvons lire à une vitesse analogue à la vitesse de lecture dans une RAM. En revanche, l'écriture, qui s'appelle ici programmation, demande une tension particulière (du 21 V) et un chronogramme particulier. Ainsi s'il faut 1 ms pour remplir complètement une RAM, il faut près de 2 mn pour programmer une EAROM de la même taille. Par ailleurs, une EAROM est une ROM et conserve donc l'information qui y a été programmée même sans alimentation.

Les avantages de telles mémoires sont ceux des UVPROM avec en plus la possibilité d'effacement électrique. Effacement qui, contrairement aux UVPROM peut être sélectif et n'agir que sur un ou plusieurs octets sélectionnés. Cette possibilité d'effacement électrique est très intéressante car elle n'oblige pas l'utilisateur à extraire la mémoire du montage pour l'effacer ni à disposer d'une source d'ultraviolets adéquate.

Résumé de l'étude des ROM

Après la présentation de tant de familles, on peut rester quelque peu désorienté surtout lorsqu'il faut faire un choix pour un montage donné. Nous allons donc résumer ci-après les grands critères à prendre en compte pour cela ; mais, au préalable, nous vous indiquons figure 4 le synoptique interne des ROM et PROM qui, comme vous pouvez le constater ressemble à s'y méprendre à celui des RAM, si ce n'est que les amplificateurs de données ne sont pas bidirectionnels.

Le premier critère à prendre en compte pour le choix d'une ROM est la vitesse de travail. Si elle doit être grande, il faudra choisir des PROM bipolaires donc des PROM fusibles, dans les autres cas, les ROM de tous types seront utilisables. Il faut ensuite voir combien de ROM d'un même type, c'est-à-dire avec le même contenu, seront nécessaires, si ce nombre est faible, il faudra choisir des PROM fusibles ou des UVPROM ou EAROM, dans le cas contraire, ce seront les ROM programmables par masque qui présenteront le plus grand intérêt. Si des critères de consommation entrent en ligne de compte, il faudra faire un compromis entre ceux-ci et les paramètres précédents pour trouver la solution la plus satisfaisante. Il faut savoir, mais nous n'en avons pas parlé car ce sont des produits encore trop peu répandus, qu'il existe quelques PROM C.MOS à fusibles, leur prix est élevé et leur capacité faible, ce qui limite pour l'instant leur intérêt.

Ces généralités étant vues, nous allons maintenant vous proposer une petite présentation des produits les plus couramment utilisés en micro-informatique, un peu comme nous l'avons fait pour les circuits TTL dans un précédent numéro.

ROM et RAM classiques en micro-informatique

Il est bien évident que, devant la profusion de produits qui s'offre à nous, il est impossible de présenter toutes les mémoires susceptibles d'intéresser le

micro-informaticien ; en revanche, notre expérience nous permet de vous présenter ci-après les circuits qui reviennent dans 90 % des schémas et dont la connaissance est souhaitable car ils finissent par constituer de véritables standards de référence.

Nous allons commencer par les RAM statiques. A l'heure actuelle deux familles de produits occupent la majeure partie du marché : les RAM statiques 1 K-mot de 4 bits déjà anciennes et les RAM statiques organisées en mots de 8 bits et dont la taille va de 1 K à 8 K pour les dernières versions mises sur le marché. Le kilo-mot de 4 bits sont en voie d'extinction mais nous estimons utile d'en parler car elles ont été très employées et on les rencontre encore dans de nombreux matériels. Elles existent sous de très nombreuses références dont la plus connue était, à l'origine, le numéro donné par Intel à ces produits : 2114. La figure 2 présente le synoptique interne de ces mémoires ainsi que le brochage et le symbole logique. Cette mémoire est, bien évidemment, monotension 5 V et toutes ses entrées/sorties sont compatibles TTL. Elle dispose de 10 lignes d'adresses A0 à A9, de 4 lignes de données bidirectionnelles I/O 1 à I/O 4, d'une ligne d'écriture WE barre et d'une patte de sélection du boîtier active au niveau bas $\overline{CS}$ barre.

Son fonctionnement est tout à fait conforme à ce que nous avons exposé dans nos précédents articles consacrés aux mémoires RAM une fois que l'on sait que la ligne $\overline{WE}$ barre place la mémoire en écriture lorsqu'elle est au niveau bas. Les 2114 existent en de nombreuses versions qui diffèrent par les temps d'accès, qui peuvent aller de 400 ns à 150 ns, et par la consommation.

Ces mémoires sont cependant délaissées au profit des nouveaux boîtiers organisés en mots de 8 bits et dont le brochage est compatible avec celui des UVPROM et des EAROM ce qui permet de faire très facilement des circuits imprimés capables de recevoir les unes ou les autres. Ces mémoires sont actuellement proposées sous diverses références et l'on trouve :

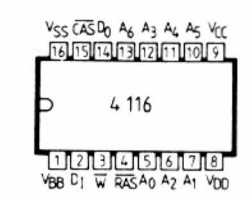
– Une 1 K-mot de 8 bits chez Mostek sous la référence 4118 ou 4801 mais ce type est en voie d'extinction.

– Des 2 K-mots de 8 bits en version N.MOS telle la MK 4802 de Mostek ou C.MOS telles que la TC 5517 Toshiba, la HM 6116 Harris, la D 416 de NEC, etc. Ces mémoires sont actuellement le standard du marché.

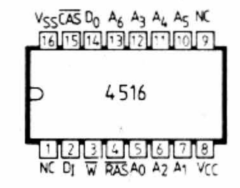
– Des 8 K-mots de 8 bits en cours de pré-production et d'un prix encore élevé telle la HM 6264 d'Hitachi ou la TC 5564 de Toshiba.

Ces mémoires sont présentées en boîtiers 24 pattes pour les 1 K et 2 K et en boîtiers 28 pattes pour les 8 K. Les brochages sont compatibles et l'on peut concevoir des cartes munies de supports 28 pattes dans lesquels les mémoires 24 pattes prennent place dans la partie basse comme vous pouvez le vérifier en comparant les brochages des divers types présentés figure 3.

Les temps d'accès de ces mémoires couvrent toute la gamme souhaitable puisqu'ils vont de 70 ns à 350 ns pour les versions les plus lentes. La consom-

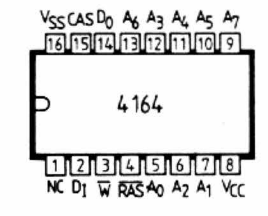


	NOM DES BROCHES
A_0 à A_6	Adresses
D_2	Entrée de données (data IN)
D_0	Sortie de données (data Out)
RAS	ROW address strobe
CAS	Column address strobe
V_{BB}	– 5 V
V_{DD}	+ 12 V
V_{CC}	+ 5 V
V_{SS}	masse



	NOM DES BROCHES
A_0 à A_6	Adresses
D_1	Entrée de données (data In)
D_0	Sortie de données (data Out)
RAS	ROW address strobe
CAS	Column address strobe
V_{CC}	+ 5 V
V_{SS}	Masse

Fig. 4. – Présentation des 4116 et 4516 – RAM dynamiques 16 K-mots de 1 bit.



	NOM DES BROCHES
A_0 à A_7	Adresses
D_1	Entrée de données (data In)
D_0	Sortie de données (data Out)
RAS	ROW address strobe
V_{CC}	+ 5 V
V_{SS}	Masse

Fig. 5. – Présentation de la 4164 – RAM dynamique 64 K-mots de 1 bit.

mation quant à elle dépend de la vitesse et du type de mémoire ; elle est ainsi de 125 mA pour une MK 4802 de 120 ns de temps d'accès et de 60 mA pour une 6116 de même rapidité ; la première est réalisée en N.MOS, la seconde en C.MOS.

Ces mémoires disposent de 10, 11 ou 13 lignes d'adresses selon leur capacité et de 8 lignes de données. Elles ont, en outre, une patte WE barre qui permet de les mettre en écriture lorsqu'elle est au niveau bas et deux pattes de validation. L'une d'elles appelée CE barre valide le boîtier mémoire lorsqu'elle est mise au niveau bas, l'autre baptisée OE barre valide les sorties de données lorsqu'elle est au niveau bas. Nous verrons, lors de la présentation de schémas d'utilisation, le pourquoi de ces deux pattes et leur mode d'utilisation.

Pour ce qui est des RAM dynamiques, quatre produits se partagent inégalement le marché actuel. Il y a tout d'abord les « anciennes » 4116 disponibles chez tous les fabricants qui sont des 16 K-mots de 1 bit et qui ont le grave défaut d'avoir besoin de trois tensions d'alimentation pour travailler. Ces mémoires auraient dû être supplantées par les 4516 qui sont aussi des 16 K-mots de 1 bit à brochage compatible mais monotension ; malheureusement pour les 4516, les 4164 sont sorties sur le marché presque en même temps et sont des 64 K-mots de 1 bit. Elles ont donc pris la majeure partie du marché et sont devenues les grandes classiques de 84-85. Comme cette organisation en 64 K-mots de 1 bit est un peu contraignante puisqu'il faut 8 boîtiers pour faire une mémoire à mots de 8 bits. Texas Instruments a commercialisé la TMS 4416 qui est aussi une 64 K-bits mais organisée en 16 K-mots de 4 bits. Deux boîtiers suffisent alors pour faire une mémoire à mots de 8 bits.

Enfin, tout évoluant très vite, les RAM dynamiques 256 K-bits sont en cours d'échantillonnage et devraient être commercialisées normalement début 1985. Comme leur organisation en 256 K-mots de 1 bit n'est pas intéressante pour les microprocesseurs 8 bits, des versions organisées en 32 K-mots de 8 bits sont à l'étude chez divers fabricants.

Les figures ci-jointes vous présentent les brochages de ces divers types de RAM ; brochages qui sont conformes à ce que nous avons expliqué dans notre précédent article à propos des RAM dynamiques.

Pour ce qui est des PROM, il n'existe pas de produits standards et si de nombreuses PROM à fusibles sont compatibles en lecture, elles ne le sont pas en programmation. En revanche, comme nous l'avons expliqué plus haut, côté UVPROM et EAROM, la compatibilité entre tous les produits est totale et le marché est dominé par les UVPROM qui présentent le meilleur rapport prix/capacité. En cette fin 1984, ce sont les 2732 et, petit à petit, les 2764.

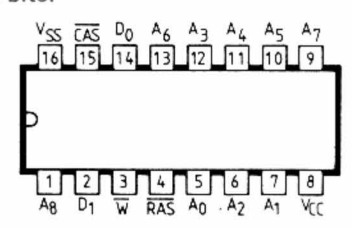
Conclusion

Nous allons en rester là pour ce petit tour d'horizon, étant entendu que nous aurons l'occasion de vous présenter plus en détail l'utilisation de ces circuits lorsque nous vous montrerons comment concevoir vos propres schémas micro-informatiques. Cette étape de notre ABC ne saurait tarder puisque dès le mois prochain nous allons parler du saint des saints : le microprocesseur.

C. TAVERNIER

	Nom des broches
A0 à A7	Adresses
D1 à D4	Entrées/Sorties de données
RAS	Row Address Strobe
CAS	Column Address Strobe
Vcc	+ SV
Vss	Masse
OE	Validation des sorties

Fig. 6. – Présentation de la TMS 4416 – RAM dynamique 16 K-mots de 4 bits.



	Nom des broches
A0 à A8	Adresses
D1	Entrée de données (Data In)
D0	Sortie de données (Data Out)
RAS	Row Address Strobe
CAS	Column Address Strobe
Vcc	+ SV
VSS	Masse

Fig. 7. – Présentation de la 41256 – RAM dynamique 256 K-mots de 1 bit. Remarquez la similitude de brochage avec la 4164.

ERRATUM

Une petite erreur sans gravité s'est glissée dans notre précédent article au niveau du paragraphe « Binaire, décimal et hexadécimal » ; il y est fait référence à une figure 1 censée donner la liste des puissances de 16, figure qui a été omise. Nous vous prions de nous excuser pour cette erreur et reproduisons ci-après la figure manquante.

n	16_n
0	1
1	16
2	256
3	4 096
4	65 536
5	1 048 576
6	16 777 216
7	268 435 456
8	4 294 967 296

LE L.E.P. ET LA TELEVISION DE DEMAIN

Le LEP, Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquées, dépend du groupe Philips et fait partie de ces lieux privilégiés où s'élaborent les techniques de demain. Dans ce laboratoire, ingénieurs et techniciens travaillent sur des matériaux comme l'arséniure de gallium, semi-conducteur qui permet d'atteindre de très hautes fréquences et est utilisé aussi bien dans le domaine du numérique que dans celui de l'analogique. La France a, en ce domaine, une première place mondiale, grâce aux têtes de réception de télévision dans la bande des 12 GHz.

A l'occasion de la sortie de son 100 000 000ᵉ téléviseur, Philips entrouvrait les portes du LEP pour permettre aux journalistes de découvrir quelques-unes des techniques électroniques de demain, mises au point dans ces laboratoires.

C'est en 1925 que débutèrent chez Philips les recherches sur la télévision mais il fallut attendre 1949 pour que sorte le premier téléviseur de la marque. Aujourd'hui, Philips vend, dans le monde, un appareil toutes les trois secondes !

Le téléviseur envahit notre vie quotidienne : pour l'informatique, il se transforme en moniteur ; grâce au minitel et au vidéodisque, il devient catalogue ; demain, il sera le centre de visualisation d'informations d'origines multiples.

Malheureusement, individualisme et fiertés nationales ont fait se multiplier les normes et standards de télévision qui aboutissent à des systèmes incompatibles entre eux, et parfois même vétustes si on les compare à l'évolution rapide de l'électronique.

L'image évolue, les relations entre les états aussi, et l'avènement de la télévision par satellites est une occasion extraordinaire pour essayer de standardiser tout cela. Saurons-nous la saisir ?

Télévision par satellite : la fin des PAL/SECAM ?

Avec l'arrivée prochaine des satellites de télévision directe se posent à nouveau les problèmes de réception de ces signaux et de leur exploitation par tous les téléviseurs, y compris ceux actuellement en service.

Ce nouveau système de transmission permettra à un émetteur d'arroser, via un satellite, une surface dépassant, largement parfois, les frontières des différents états. L'occasion est belle et le moment approprié pour tout changer et balayer d'un même coup tous les problèmes de normes et de standards. Les systèmes actuels, qu'il s'agisse du PAL ou du SECAM, présentent certains défauts, et notamment des interférences gênantes entre luminance et chrominance.

Un nouveau standard, commun à tous les pays d'Europe, permettrait, grâce aux progrès récents de l'électronique, d'éliminer ces défauts de transmission, mais aussi d'améliorer la résolution de l'image et la qualité du son. L'évolution des techniques numériques permet maintenant d'envisager des voies son de haute qualité (numérique, bien sûr), mais également la transmission d'autres signaux d'information.

On parle aussi d'un nouveau format d'image, format 5/3, tel celui utilisé au cinéma et qui aurait pour principal avantage d'éviter aux films d'être amputés d'une partie de l'image. Changer de standard, cela implique encore un changement du récepteur de télévision, mais cela n'est pas obligatoire, car, depuis quelques années, les constructeurs européens équipent leurs téléviseurs d'une prise, dérivée de la prise française SCART, qui donne accès non seulement au niveau de l'amplificateur vidéo du téléviseur, mais aussi à celui des trois amplificateurs R.V.B. Donc, dans l'éventualité de la mise en service d'un nouveau standard, un adaptateur vous permettra d'utiliser votre ancien appareil.

Un nouveau standard, en dehors des différentes améliorations de l'image et du son qu'il procure, doit pouvoir répondre à différents critères :

– Compatibilité avec les appareils existants par l'intermédiaire d'un adaptateur simple et peu onéreux.

– Compatibilité avec les autres systèmes de transmission déjà existants : câble, péritélévision, etc.

– Il doit enfin être encore perfectible et donc permettre une évolution vers des standards de télévision toujours améliorés.

Un nouveau standard a été défini, il est le fruit d'une collaboration au sein de l'U.E.R. (Union Européenne de Radiodiffusion), entre l'I.B.A. britannique (Independant Broadcasting Authority) et le C.C.E.T.T. français (Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et Télécommunication). Il a été baptisé « C.MAC Paquets » et tire son nom

du standard défini par l'I.B.A. : MAC, alors que « Paquets » vient du mode de transmission par paquets de données numériques, déjà utilisé dans le système Antiope.

Dans les standards PAL ou SECAM, les informations sont transmises suivant le principe du multiplexage en fréquence (fig. 1). On a installé, dans la bande nécessaire au signal vidéo, une sous-porteuse modulée par l'information chrominance sous forme alternée et matricielle ; un peu plus loin, on trouve la porteuse son modulée en fréquence ou en amplitude (SECAM français) suivant la norme d'émission.

En présence d'une image vidéo pleine de détails, c'est-à-dire excellente et comportant donc des composantes de haute fréquence, il se produit un mélange entre les signaux vidéo de luminance et de chrominance qui entraîne une perturbation de la couleur. Pour éliminer ces interférences, on fait appel à une autre technique de multiplexage : le multiplexage temporel. Cette fois, on transmet successivement sur la ligne : une information son, puis une information de chrominance et enfin celle de luminance (fig. 2). En début de ligne se trouve le paquet de données numériques, il permet de transporter jusqu'à 8 voies de son numérique avec une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz et une définition de 10 à 14 bits suivant la qualité du signal désiré. Cette partie de la ligne pourra également recevoir des données correspondant à des pages de texte.

La technique de mise en ordre des signaux vidéo commence par une compression temporelle (fig. 3).

Le procédé consiste à enregistrer la composante de chaque ligne, à vitesse normale, puis à la restituer beaucoup plus rapidement. Pour la chrominance, que l'on utilise aussi sous forme matricielle (composantes différentielles) pour des raisons d'économie de spectre : l'œil s'accommode davantage d'une perte de définition de chrominance que d'une perte de luminance. Le taux de compression est de 3 à 1 pour la chrominance, il est de 3 à 2 pour la luminance et de 6 à 1 pour les données.

Après cette opération, la largeur de bande de la luminance est passée à 5,6 MHz et celle de la chrominance à 1,6 MHz. La synchronisation du système devient numérique et s'effectue

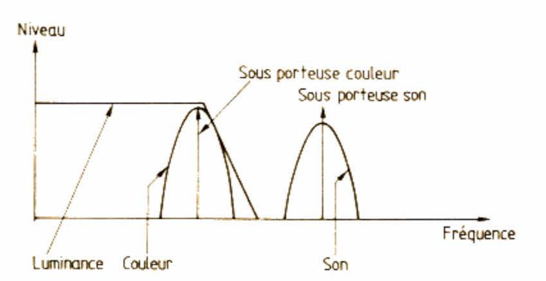


Fig. 1. – Multiplexage fréquentiel.

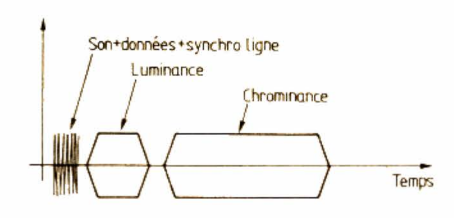


Fig. 2. – Multiplexage temporel.

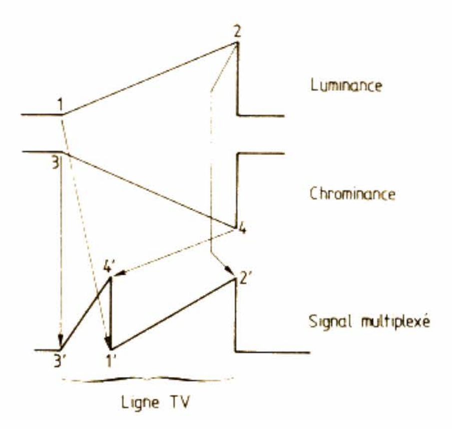


Fig. 3. – Principe de la compression temporelle de l'image associée à un multiplexage en temps.

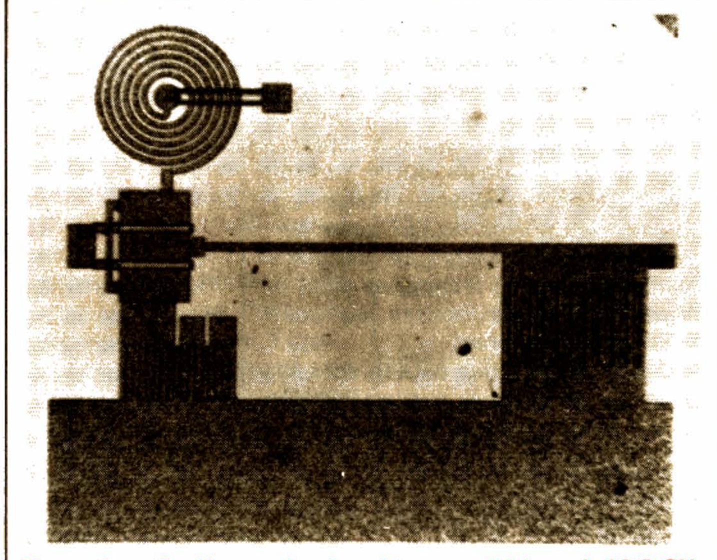


Photo 1. – Oscillateur local stable monolithique à 10,8 GHz sur arséniure de gallium (photo LEP).

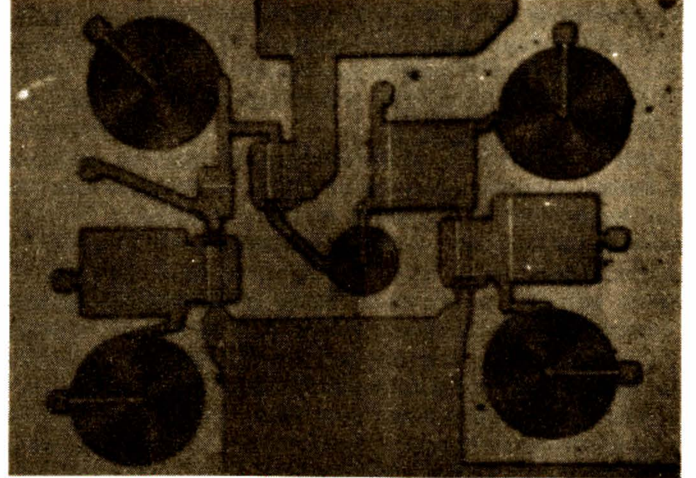


Photo 2. – Photographie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (0,95-1,75 GHz) (photo LEP).

par la reconnaissance d'un mot de 7 bits placé en début de ligne.

A titre d'information, la compression en temps se fait à l'aide d'une mémoire analogique (par exemple, CCD) ou numérique, que l'on enregistre à vitesse normale et qu'on lit à grande vitesse. Il est en outre possible de modifier l'ordre de lecture des cases de la mémoire, selon un code donné, pour produire une image brouillée.

Dans le système « MAC initial », l'information image est modulée en fréquence et les données, suivant une modulation de phase originale, adaptées à la transmission par satellite.

Les nouvelles propositions du LEP

Le système « C.MAC paquet initial » ne permet pas de respecter certains critères exigés pour une réception directe par satellite. D'autre part, étant donné que l'on effectue une double modulation, à la fois en fréquence et en phase, on aura besoin d'un double démodulateur, ce qui rendra le récepteur plus complexe et donc cher.

Autre défaut : le passage de 8 canaux demande un débit numérique de 20 M-bits par seconde, ce débit nécessite une largeur de bande incompatible avec les transmissions par câble.

Le standard « D2-MAC Paquets » a été étudié par le LEP pour satisfaire les exigences d'une réception individuelle et d'un transport par câble.

On a commencé par réduire le débit binaire à 10,125 M-bits par seconde en abandonnant 4 des 8 voies son, ce qui en laisse autant et de haute qualité. Notons à ce sujet que certains pays envisagent d'envoyer des canaux musicaux multiplexés avec le signal TV sur les voies son.

Pour réduire la largeur de bande nécessaire au numérique, on utilise un codage dit « Duobinaire » basé sur une logique à 3 niveaux. Au lieu d'avoir des informations numériques unipolaires, certaines (une sur deux environ) voient leur polarité inversée, ce qui revient, sur le plan du spectre, à diviser par 2 la largeur de bande nécessaire. Avec le Duobinaire, les voies son et les données se contenteront d'une largeur de bande vidéo classique de 5 MHz.

Le nouveau standard tire d'ailleurs son « D2 » de ce type de modulation. Parallèlement, la modulation des informations numériques se fait en fréquence, à la réception, un seul démodulateur suffira, d'où une nouvelle exigence de satisfaite : la simplicité de la réception.

Compte tenu de la transmission en bande de base, c'est-à-dire où toutes les informations se présentent sous une forme unique, il sera alors possible d'effectuer, après l'antenne de réception du satellite, une modulation en amplitude pour permettre un passage par les canaux des câbles.

Encore plus

La télévision change. On parle de télévision à haute définition, avec deux fois plus de lignes. Cette nouvelle télévision demande une largeur de bande deux fois plus importante que celle utilisée aujourd'hui. Dans les conditions actuelles de transmission, même par satellite, il n'est pas envisagé une telle qualité, elle ne pourrait être obtenue qu'en couplant deux canaux, ce qui aurait, évidemment, l'inconvénient de réduire la capacité de transmission des satellites.

Dès aujourd'hui, on envisage de travailler en haute densité pour les parties fixes de l'image, ces parties pouvant être transmises à une cadence deux fois plus faible, seules les parties mobiles seraient en définition normale. Cette technique, concevable aujourd'hui, demande la présence d'un système de corrélation d'image imposant celle d'une mémoire de trame. L'électronique demande aujourd'hui 20 mm² de silicium pour mettre une ligne d'image en mémoire, il faudra encore attendre pour que des mémoires de trame soient disponibles (vers les années 90 ?).

En septembre dernier, le CCETT a proposé des modifications du système multiplexé en temps, pour permettre le passage au format 5/3. Ce format demande un allongement des lignes ; cet allongement, on le prend sur les informations numériques en laissant tout de même le mot de synchro ligne.

Maintenant, on va profiter des 8 à 10 % du temps « perdu » pour le retour de trame pour transmettre toutes les informations numériques.

La compatibilité avec les télévi-

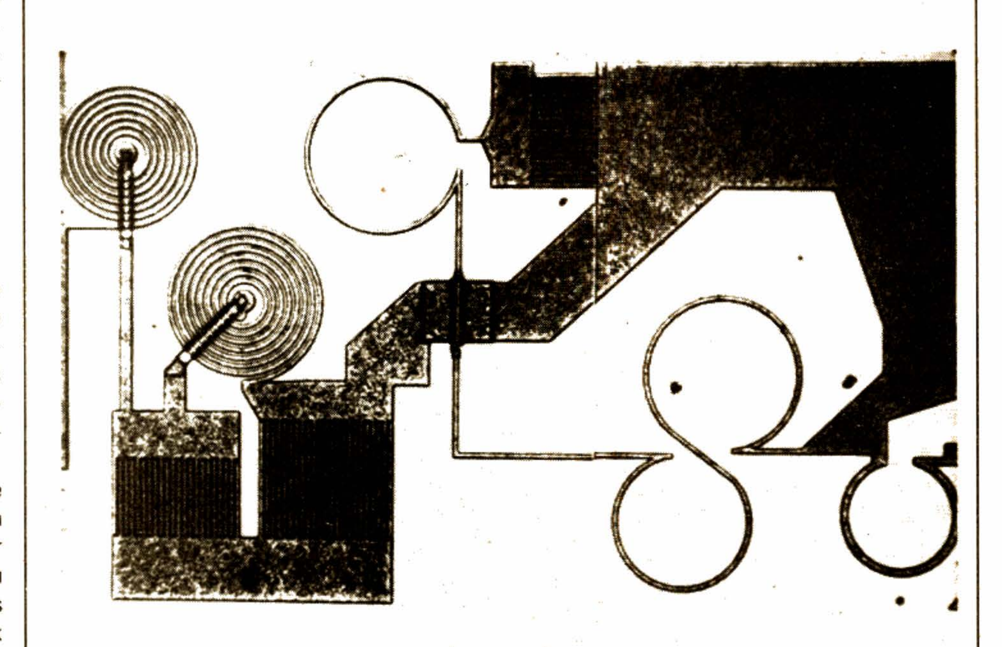


Photo 3. – Mélangeur à transistor double grille en arséniure de gallium. Le gain de conversion est 2 dB et la surface occupée 2,8 mm². Les spirales sont des inductances de « haute » valeur, les structures interdigitées sont des capacités (photo LEP).

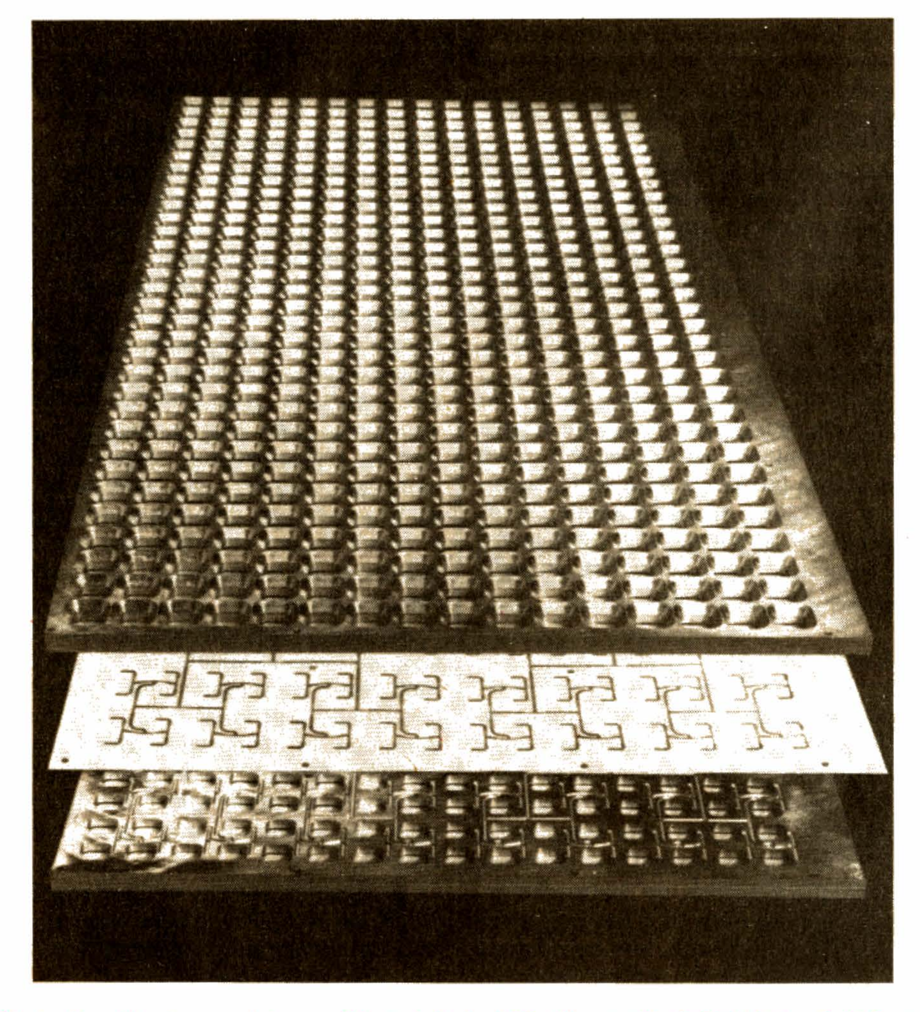


Photo 4. – L'antenne plate expérimentale du LEP, elle serait réalisable en série à un coût intéressant pour une réception individuelle (photo LEP).

seurs classiques sera assurée par la lecture de la mémoire entre deux points situés un peu après le début de la ligne et un peu avant sa fin.

Et les satellites ?

Le premier satellite de diffusion directe aurait dû être lancé en 1983. Il faudra attendre 1986 pour que les satellites TV, SAT et TDF 1 soient lancés. TDF 1 devrait alors être opérationnel pour fin 1986.

Equipé, en principe, d'émetteur de 230 W à tube à onde progressive, associé à une antenne très directive permettant de délivrer une puissance de 66 dBW (dB par rapport au watt), il doit permettre la réception directe par le particulier, c'est-à-dire sans qu'il soit nécessaire de disposer d'une antenne de plusieurs mètres de diamètre.

A l'heure où nous écrivons ces lignes, la décision concernant la puissance d'émission n'est pas encore prise, le satellite sera-t-il réservé à la réception collective ? Il s'agit là d'un problème politique d'équipement du territoire. On sait construire des émetteurs embarqués assez puissants, les antennes n'attendent plus que le feu vert pour que leur fabrication en grande série puisse commencer.

Le LEP sait réaliser des circuits intégrés de réception SHF, dans la bande de 12 GHz, où le silicium classique est remplacé par de l'arséniure de gallium, matériau dont on exploite la très grande mobilité des porteurs.

Le LEP a réalisé, sur une seule puce, toute une tête de réception à l'arséniure de gallium travaillant dans la bande des 12 GHz. La surface occupée n'est que de 6,25 mm^2, soit un carré de 2,5 × 2,5 mm.

Cette tête comporte tous les circuits de réception, soit : un amplificateur 3 étages, à transistors à effet de champ avec filtre de réjection de la fréquence image, un mélangeur piloté par son oscillateur local à 10,75 GHz et un amplificateur à fréquence intermédiaire centré autour de 1 GHz.

Il est intéressant de noter que les circuits accordés, compte-tenu de la faible longueur d'onde, ont pu être intégrés sur la puce, certains se composent de lignes brisées, d'autres, de

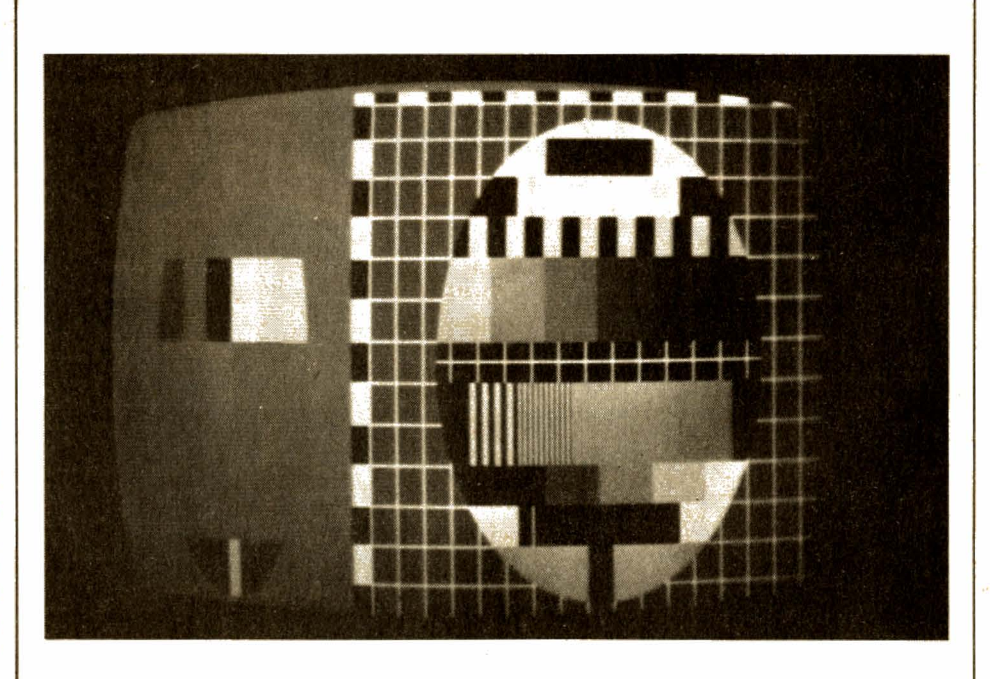


Photo 5. – Illustration du multiplexage en temps avec compression de la chrominance et de la luminance. On voit très bien ici le passage successif de la chrominance et de la luminance (photo LEP).

fréquence plus basse, utilisent des inductances en spirale.

L'oscillateur utilise, pour sa stabilisation en fréquence, un résonateur diélectrique placé à l'extérieur du boîtier.

Toutes ces techniques d'intégration restent, pour l'instant, à un stade expérimental. Le LEP a démontré que l'intégration était possible, il reste encore à industrialiser le produit.

Cette industrialisation n'est, bien sûr, plus du ressort du LEP, elle demandera la production à grande échelle de ces circuits intégrés. Nous n'en sommes pas là, la décision politique d'adopter une émission de forte puissance déterminera la quantité de têtes de réception à produire, celle-ci sera importante si l'on choisit une émission à forte puissance autorisant une réception individuelle, faible, pour la réception collective.

Le LEP a également étudié, pour la réception directe, une formule d'antenne plate en forme de panneau, très facile à installer et qui utilise la technique de fabrication des circuits imprimés.

Là encore, la décision concernant la puissance du satellite déterminera son industrialisation.

Techniquement, la réception « économique » est prête, en tout cas en théorie. Le prix de l'installation devrait, grâce aux techniques nouvelles développées pour cette réception, permettre l'acquisition par un large public de systèmes de réception individuels, mais il faudra encore attendre deux ou trois ans, car beaucoup de travail reste à faire.

Conclusion

La diffusion par satellite de programmes de télévision permettra peut-être, enfin, d'en finir avec les différentes normes et d'aboutir à un véritable standard universel.

PAL et SECAM ont plus de 20 ans et le NTSC plus de 30 ans. Depuis leur introduction, l'électronique puis la micro-électronique ont fait des prodiges et réalisés les rêves des techniciens d'hier, et les transmissions internationales et intercontinentales se sont considérablement développées.

Les mémoires de lignes vont permettre des transmissions séquentielles et non plus simultanées, des informations complexes mais classiques : luminance, chrominance, son, auxquels s'ajoutent aujourd'hui de nouveaux éléments : plusieurs canaux son, données numériques et même passage de l'image au format cinéma 5/3.

La télévision à haute définition constitue aussi un axe de recherche : pour l'instant, la largeur de bande demandée ne permet pas une exploitation « grand public », du moins tant que des systèmes de compression et de corrélation faisant appel à des mémoires de trame n'auront pas été commercialisés.

Bientôt la télévision par satellite sera devenue une réalité. Verrons-nous fleurir sur nos toits de petites antennes plates ? La réponse est politique, mais la technologie actuelle le permet, nous l'avons constaté au L.E.P.

E. LEMERY

(Photos-documents : LEP.)

Bloc-notes

LE VG 5000 : PREMIER MICRO-ORDINATEUR GRAND PUBLIC PHILIPS

Philips lance son premier micro-ordinateur grand public, le VG 5000. Il constitue le cœur de la configuration VG 5000 qui se compose, outre l'unité centrale, d'interfaces, de périphériques, d'extensions et de logiciels sur cassettes audio.

Le VG 5000 est un micro-ordinateur 8 bits. Il comporte 18 Ko de mémoire morte (ROM) et 24 Ko de mémoire vive (RAM).

Le catalogue logiciels, particulièrement équilibré, se répartit en jeux, logiciels d'éducation et logiciels d'application.

Le micro-ordinateur VG 5000 a été développé en France dans les laboratoires de La Radiotechnique qui en assure la fabrication dans ses centres industriels.

Le VG 5000 est un micro-ordinateur extrêmement performant dans sa catégorie, dans la mesure où l'on a constamment veillé à obtenir le meilleur rapport spécifications/prix. Il s'adresse aux jeunes, aujourd'hui passionnés de micro-informatique et qui en seront demain les utilisateurs.



Dans sa conception, le VG 5000 est ouvert sur l'avenir et ses évolutions technologiques. En 1985, il disposera d'une extension qui pourra étendre sa mémoire vive à 56 Ko (soit + 32 Ko). Ce module permettra la connexion d'imprimantes, floppy disk, interface vidéodisque, synthétiseur musical... D'autre part, des versions avec écran intégré noir et blanc ou couleur pourraient être proposées au public.

TRANSCEIVER SYNTHETISE PILOTE PAR MICROPROCESSEUR

Jusqu'à présent la majorité des transceivers « amateur », quelquefois excellents sur le plan technique de transmission, se trouvaient supplantés par leurs homologues commerciaux quant à un grand nombre de possibilités annexes auxquelles ils n'avaient pas droit : programmation par clavier de l'affichage digital, balayage automatique, grand nombre de mémoires, dispositifs prioritaires... gestion de synthétiseurs complexes, etc.

Nous avons donc voulu réaliser cet exercice de style non seulement pour faire aussi bien mais encore pour le rendre accessible au plus grand nombre en utilisant des composants très classiques actuellement.

Deux petites cartes imprimées double face, comprenant trois circuits intégrés principaux sur la carte microprocesseur et quelques C.I. sur la carte d'interface afin de rendre l'ensemble compatible C.MOS pour un synthétiseur moderne.

Cela nous amènera aux caractéristiques suivantes :

– Transceiver synthétisé par prédiviseur P + 1.
– Affichage digital de la fréquence non multiplexé (bruit).
– Programmation Fréquence et fonction par clavier 20 touches.
– Balayage automatique (scanning) de tout ou partie de la bande.
– Remise en fréquence de travail automatique (réformatage).
– 10 mémoires programmables (ou plus).
– Scanning des mémoires.
– Shift programmable quelconque.
– Mémoire prioritaire (fig. V-16).

Les possibilités d'un tel système sont pratiquement sans limites et la carte principale de base pourra servir aussi bien à un système de gestion de relais VHF, de balise avec télémesures qu'à un transcodeur élaboré de C.W. avec manipulateur iambique incorporé. La limite, c'est celle de l'imagination de l'auteur et ses possibilités de programmation.

La description qui va suivre concerne un transceiver FM au pas de 25 kHz. Utilisant les deux cartes microprocesseur décrites ; suivra un transceiver BLU au pas de 100 Hz.

De quoi avons-nous besoin pour la gestion d'un transceiver ?

– Introduction de la fréquence à écouter ou à transmettre. Ce sera le rôle du clavier pour les fréquences et les fonctions.
– De l'affichage de cette fréquence : 6 afficheurs feront l'affaire. Notons que les possibilités hardware (matérielles) ont été prévues pour gérer jusqu'à 9 afficheurs, ce qui n'est pas si mal : le Hz sur le 432 MHz !
– Le synthétiseur a besoin de « poids » binaires pour fonctionner correctement ; ils sont en relation plus ou moins complexe avec la fréquence affichée. Le microprocesseur va effectuer les calculs au fur et à mesure des besoins. Ce travail est lourd et fastidieux et bien souvent d'une telle difficulté que l'emploi en trafic de beaucoup de synthétiseurs n'est rendu possible qu'avec une telle gestion.
– Il n'est pas indispensable, mais très pratique, de pouvoir mettre un certain nombre de fréquences en mémoire : nous en avons prévu une dizaine pour ne pas être en reste par rapport aux Japonais, mais ce nombre n'est absolument pas limitatif, quoique d'une utilité douteuse avec une telle quantité. Par ailleurs, scanner une portion de bande est agréable en mobile ou pour se rendre compte de la propagation par l'intermédiaire des relais.

Il est évident qu'un tel procédé peut s'employer également sur un appareil de mesure tel un générateur de fréquence amateur de haut de gamme avec wobulation selon l'excursion choisie, balayage par points : haut, milieu, bas de bande...

Nous nous limiterons aux points énoncés pour montrer la puissance d'un tel microcalculateur.

A l'examen des schémas, on s'aperçoit que la mise en œuvre ne nécessite que peu de composants, le prix de revient reste raisonnable (comparé par exemple à un affichage digital). Les deux circuits du microprocesseur se trouvent actuellement pour la somme de 200 F (CPU 6502 et

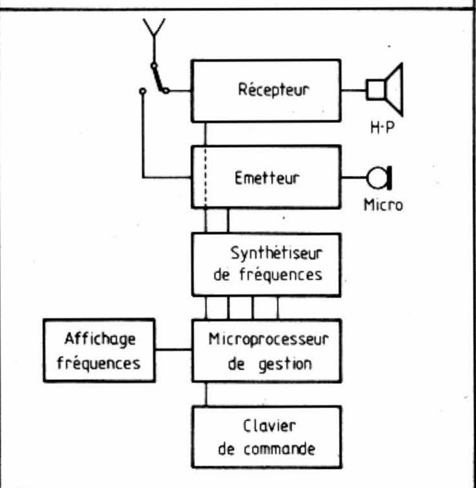


Fig. V-16. – Organisation d'un transceiver synthétisé avec microprocesseur.

PIA 6532). L'EPROM 2716 non programmée, 50 F. Le clavier peut s'acquérir pour une quarantaine de francs. Restent les afficheurs. Nous avons opté pour la solution de luxe : 6 afficheurs et en plus des TIL 308 : 56 F chacun. Nous verrons dans le détail de la description qu'on peut les remplacer par des 7 segments normaux (!) pour trois fois moins cher. Il est entendu, de plus, qu'il n'est pas nécessaire d'afficher tous les chiffres pour obtenir la précision en fréquence : sur 144 MHz les deux premiers chiffres ne sont guère là que pour « faire joli ».

Nous allons décrire successivement :

– Le récepteur FM avec circuit SL6600.

– Le microprocesseur, CPU 6502 + PIA 6532.

– Le module synthétiseur S 187/S 89.

– La section émission avec ampli hybride 15 W.

Nous passerons assez rapidement sur les circuits d'émission et de réception pour nous étendre un peu plus sur l'élément nouveau que constitue le microprocesseur.

1. Le récepteur

Il satisfait à un concept fréquemment trouvé actuellement : celui de l'intégration quasi totale des fonctions.

Le cœur en est un circuit intégré Plessey, le SL 6600 que nous avons employé souvent et sans problème (fig. V-17A).

Il contient un changement de fréquence à quartz extérieur, un ampli MF et un décodeur FM à verrouillage de phase. Il faut y ajouter une commande de squelch très efficace. Cela nous conduit à un schéma très ramassé aux performances étonnantes.

L'étage HF est réalisé autour d'un BF 981 avec BF 900 en fonction mélangeur.

Le circuit BF se passe de commentaires, il est précédé d'un filtre RC. La puissance BF de 1,5 W est suffisante dans la plupart des cas (utiliser un

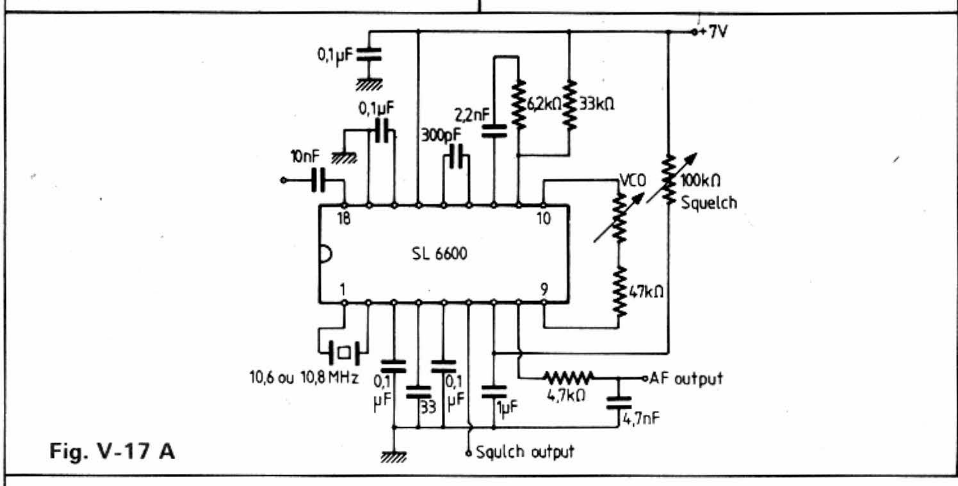


Fig. V-17 A

Fig. V-17 B

haut-parleur, séparé du transceiver, en mobile) (fig. V-17B).

Le cliché de la figure V-18 reproduit le récepteur terminé.

2. La commande à microprocesseur

Nous supposerons connu dans les grandes lignes le fonctionnement global d'un système à microprocesseur. On pourra également l'ignorer (!) et le construire avec le même succès.

Dans un tel système, l'essentiel est invisible pour les yeux : il se trouve bien caché dans la « mémoire », une EPROM 2716, et là réside l'essentiel du travail de l'auteur et les longs moments de manipulation logique en langage héxadécimal. Nous en donnerons quelques détails par la suite afin que les plus avancés puissent modifier peu ou prou le montage initial.

La carte Microprocesseur comporte deux circuits à 40 broches : le CPU 6502 et le PIA 6532, une EPROM 2716 à 24 broches où réside le plan mémoire, un oscillateur à 4011 (portes NAND) qui servira également d'inverseur, et un circuit 74LS145 qui est un décodeur d'adresses et qui permettra l'aiguillage intelligent sur les sorties qui nous intéressent.

Nous n'avons décodé que quatre lignes mais cela est déjà beaucoup trop pour nos besoins actuels (permet quatre périphériques différents).

L'Unité Centrale est un 6502 de Rockwell. D'autres circuits sont également utilisables : 2650, SC/MP, 6800, nous utilisons par ailleurs un 6801 pour d'autres besoins. Mais l'utilisation d'un microprocesseur n'est vraiment possible que si l'on dispose d'un système « émulateur » qui va nous permettre de tester le programme en grandeur réelle. Ayant réalisé un système d'application à 6502, c'est tout naturellement que nous avons développé ce circuit. Nous ne parlerons pas en détail des possibilités nombreuses d'adressage de ce 8 bits. Nous renvoyons en fin d'article à des documentations très bien faites.

Le PIA est un adaptateur d'interface et il contient les éléments de liaison avec l'extérieur principalement avec 16 fils qui peuvent être programmés alternativement en entrées (clavier par exemple) ou en sorties : données du synthétiseur ou des afficheurs.

Il comporte également 128 octets de mémoire vive que nous utiliserons comme pile, pour la manipulation des données d'affichage et d'opérations de calcul.

L'EPROM (fig. V-19)

La 2716 a une capacité de 2 K × 8 octets de mémoire ce qui est beaucoup plus qu'il nous en faut pour notre application présente. La 2708 (1 K-octet) n'est guère moins onéreuse et nécessite par ailleurs 3 alimentations différentes ; nous ne l'avons pas employée.

Tout le programme de fonctionnement est contenu dans l'Eprom sous forme hexadécimale. Le microprocesseur vient y puiser les données pour la gestion de l'ensemble clavier, affichage, mémoires...

La programmation de ce circuit s'effectue par une impulsion de 50 ms à 25 V. Cette opération est très précise et ne tolère aucune erreur. Le schéma de branchement est celui de la figure V-20.

Analyse du schéma pratique

Une horloge à quartz 1 MHz fournit les impulsions au microprocesseur sur la broche 0 (37). Nous utilisons deux portes NAND 4011 pour la facilité de faire osciller un tel montage et un

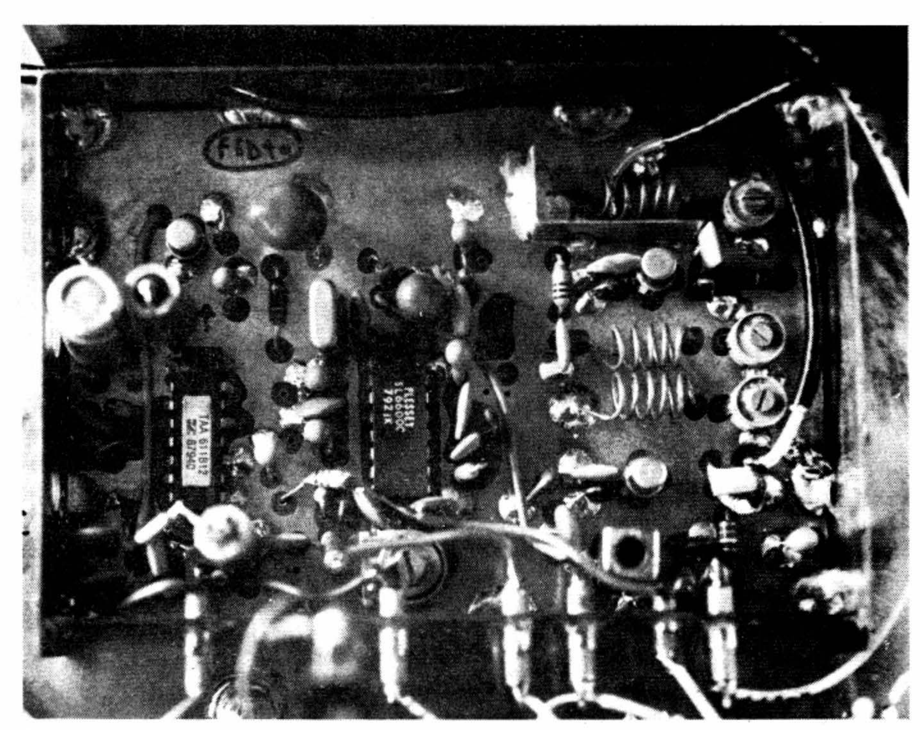


Fig. V-18

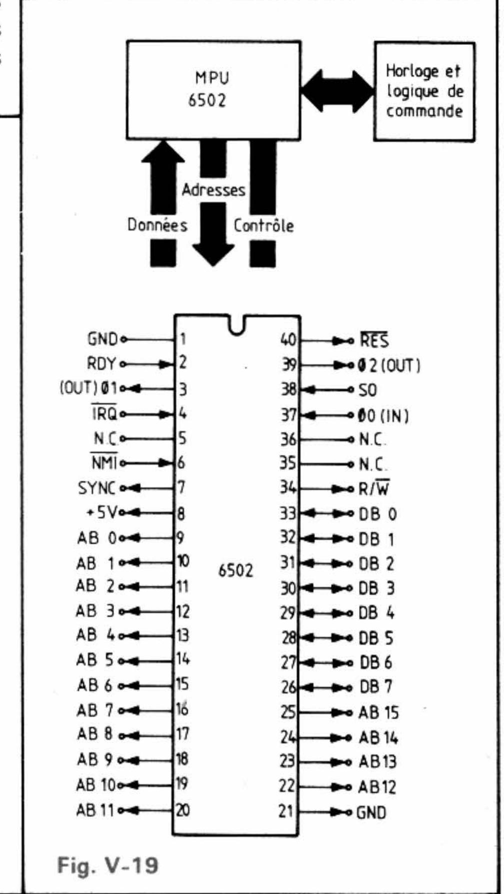


Fig. V-19

inverseur pour les boîtiers PIA et EPROM (broche 20, A11). En sortie de NAND, on pourra vérifier que l'on obtient bien un signal très propre à la fréquence de 1 MHz.

Deux interruptions sont à notre disposition, une non masquable (NMI, broche 6) et une masquable (IRQ, broche 4). Elles sont ramenées au potentiel positif par des résistances pull-up de 3,3 kΩ. La commande RESET initialise le système ; active au niveau bas, elle tolère mal les rebondissements. Nous nous en servirons à la mise sous tension et lorsque le microprocesseur sera, pour une raison ou pour une autre, dans une configuration indésirable. Nous reprenons alors en main l'ensemble, par l'intermédiaire du programme principal.

Nous avons vu que le PIA 6532 est l'organe de communication avec l'extérieur. Il comporte ce qu'on appelle deux Ports de sortie de 8 bits chacun (Port A & B) (fig. V-21).

Les rôles ont été équilibrés en distribuant la gestion des afficheurs au premier (broches 8 à 15) et celle du clavier au port B (broches 16 à 24). Les deux à la fois servant par ailleurs pour la programmation du synthétiseur et pouvant être utilisés pour une conversion digitale/analogique, l'émission du 1 750 Hz l'enclenchement d'un relais et bien d'autres astuces (fig. V-22).

Si toutes les données entrent et sortent à la fois par le même chemin, il va bien falloir y mettre bon ordre pour que chaque instruction aille à l'endroit requis. Nous avons opté pour un aiguillage électronique qui effectuera ce rôle en quelques microsecondes, le 74LS145. Par le décodage des adresses hautes du microprocesseur

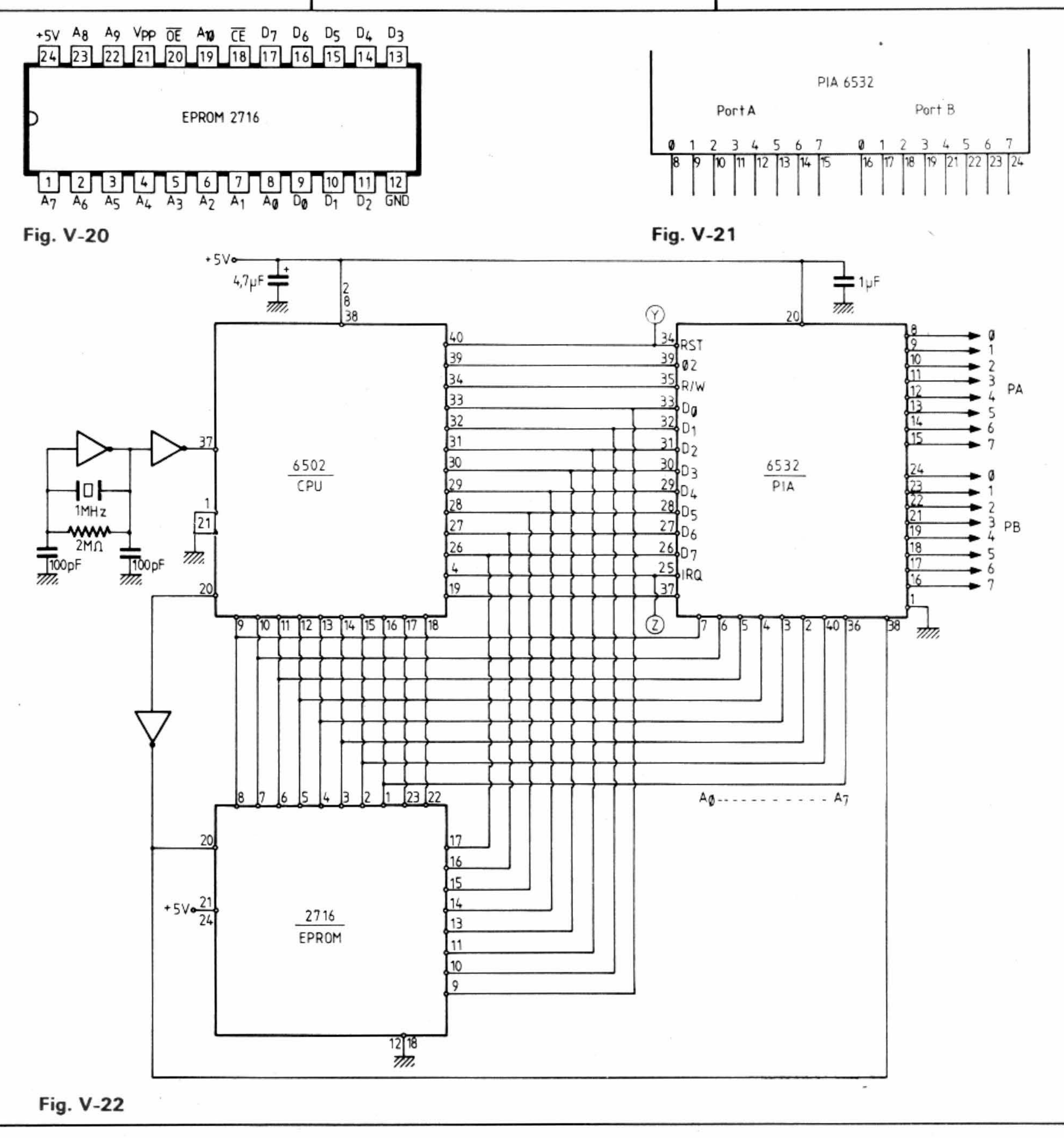


Fig. V-20

Fig. V-21

Fig. V-22

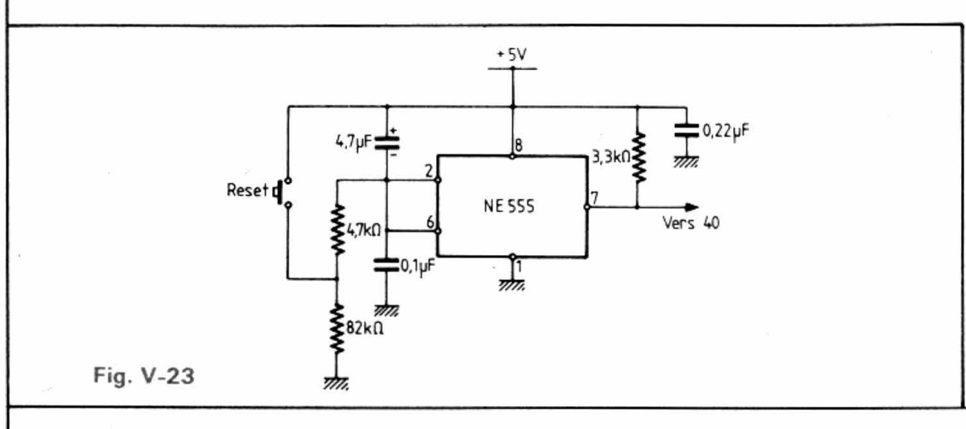


Fig. V-23

(A10, A11, A12), nous ouvrirons ou fermerons les portes des verrous 74LS374 par une courte impulsion au niveau bas et nous distribuerons les données par « latchage » aux afficheurs et au synthétiseur après calculs préalables et conversion.

La commande de RESET est pratiquée par une remise en forme à NE 555 (fig. V-23).

(A suivre)

Robert PIAT (F3XY)
Michel LEVREL (F6DTA)

Erratum

Référence : n° 1706 de juillet 1984, page 136.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir excuser deux erreurs grossières de trait, dans la figure V-10 relative à la construction d'un transceiver synthétisé au pas de 5 kHz (144 ou 432 MHz) qui a retenu, à bon droit, l'intérêt de nombre de ceux qui veulent bien suivre depuis son origine cette étude pratique de la synthèse de fréquence. Il est évident que le montage en l'état ne pouvait pas fonctionner mais il est tout aussi certain que le circuit imprimé ne permettait pas de réaliser un câblage erroné. En effet, c'est à tort que le circuit de la source du 2N 3819 se trouvait relié au +, à la base de la résistance du pont de base du 2N 918. Première erreur. La sortie du 47 pF rejoignait également la ligne +, décidément très attractive, alors qu'elle devait rejoindre la ligne de source du 2N 3819. C'était la seconde erreur.

Afin que les choses soient tout à fait claires, nous donnons ci-joint un schéma de la figure V-10 garanti cette fois sans erreur !

Encore nos excuses !

Fig. V-10

HI FI MADISON

127, RUE SAINT-CHARLES - 75015 PARIS - METRO : CHARLES-MICHELS - TEL. : 578.81.16

l'accueil traditionnel au prix discount. l'accueil traditionnel au prix discount.

HIFI :
AKAÏ • BO • BW • SONY • CABASSE • YAMAHA • THORENS • TEAC • TECHNICS • KENWOOD • JVC • J.B.L • etc.

TV :
BO • SONY • TOSHIBA • HITACHI • KENWOOD • PANASONIC • SABA • CONTINENTAL EDISON.

INFORMATIQUE :
APPLE • THOMSON • COMMODORE • ATARI • etc.

VIDÉO :
JVC • PANASONIC • KENWOOD • AKAÏ • SONY • CANON • TENSAÏ • SHARP • HITACHI • SABA • CONTINENTAL EDISON.

PHOTO :
CANON • NIKON • MINOLTA • PENTAX • FUJI • etc.

TOUTES LES GRANDES MARQUES



PROMO 1* **PROMO 2***

TÉLÉVISEUR **SONY** KV 2705 - 68 cm

+

Vidéo salon **KENWOOD** KV 903 TDE, télécommande 1 pr. 8 jours.
PRIX NET 11950 TTC

Vidéo salon **KENWOOD** KV 905 TDE, stéréo, télécommande infrarouge 8 pr. 14 jours.
PRIX NET 12190 TTC

TARIF COMITÉ D'ENTREPRISES 578.81.16
VENTE A L'EXPORTATION (DÉTAXE)

* quantité limitée